

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**UMA CONTRIBUIÇÃO AO DESENVOLVIMENTO E  
IMPLEMENTAÇÃO DE PROCESSOS EM  
ESCALA DE LABORATÓRIO PARA CONTROLE**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE  
SANTA CATARINA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE  
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Henrique Simas**

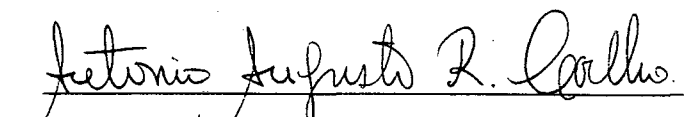
Florianópolis - SC - Brasil

Novembro de 1998

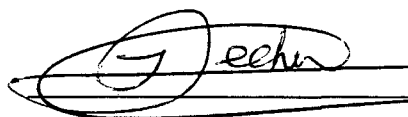
# UMA CONTRIBUIÇÃO AO DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE PROCESSOS DE EM ESCALA DE LABORATÓRIO PARA CONTROLE

**Henrique Simas**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**, área de concentração **Controle, Automação e Informática Industrial** e aprovada em sua forma final pelo curso de pós-graduação.




Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D.Sc.  
Orientador

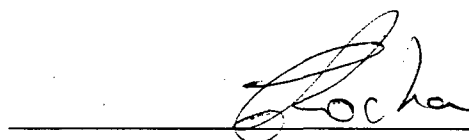


Prof. Ildemar Cassana Decker, D.Sc.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

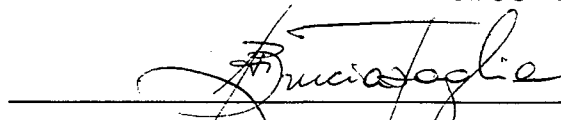
Banca Examinadora



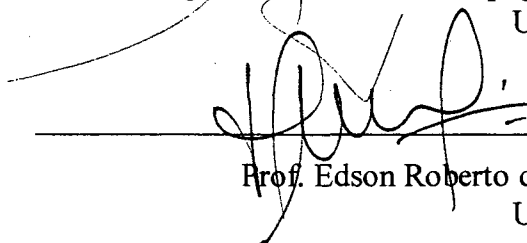
Prof. Antonio Augusto Rodrigues Coelho, D.Sc.  
UFSC -DAS



Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, D.Sc.  
UFSC - LIINSE



Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.  
UFSC - DAS



Prof. Edson Roberto de Pieri., Dr.  
UFSC - DAS

*À família e aos amigos...*

## AGRADECIMENTOS

A Deus.

A minha esposa Claudia, pela paciência, incentivo, carinho e compreensão nos momentos difíceis.

A toda minha família, que de uma forma ou outra contribuíram para a realização de um sonho. Principalmente a meus pais, pelo apoio e incentivo no seguimento de minha carreira como engenheiro, e a meus avôs, pela inspiração que me levou a seguir o caminho da engenharia.

Aos colegas e amigos do curso de engenharia de controle e automação industrial, e mestrado em engenharia elétrica, pela amizade e companheirismo tão importantes.

Aos professores do Departamento de Automação e Sistemas, particularmente ao professor Augusto Bruciapaglia pela oportunidade de uma experiência plena no exercício da profissão de engenheiro de controle e automação e ao professor Antonio Augusto Rodrigues Coelho, pelo apoio, dedicação e determinação, fatores importantes e motivadores no desenvolvimento deste trabalho.

Ao CNPq e FINEP, órgãos de fomento a pesquisa no Brasil, pois sem seus financiamentos não seria possível a realização deste trabalho.

## RESUMO

Nos dias de hoje, a universidade possui um sério problema a ser resolvido, o desafio de conciliar as disciplinas clássicas e avançadas, importantes para aperfeiçoar o conhecimento do aluno com o ensino de controle.

O Laboratório de Controle de Processos (LCP) da Universidade Federal de Santa Catarina, desenvolve atividades de pesquisa de projeto e implementação de processos de baixo custo em escala de laboratório. Usando estes processos, é possível avaliar comportamentos servo e regulatório em aulas de laboratório e, também, em pesquisas por alunos de graduação e pós-graduação.

Estes processos devem seguir uma série de pré-requisitos de projeto e construção para que possam ser utilizados de forma integral nas aulas de laboratório, representando de uma forma fiel, os conceitos teóricos de controle adquiridos pelos alunos em sala de aula.

Este trabalho apresenta no decorrer dos capítulos, uma análise destes requisitos construtivos de processos em escala de laboratório.

O trabalho consiste em analisar e discutir as especificações didáticas e pedagógicas de processos em escala de laboratório. Para isto, uma análise experimental apresenta três estudos de caso, onde experimentos para validação da prática de controle são realizados.

## ABSTRACT

Nowadays, the university has a serious problem to be solved, which is the challenge of reconciling the classical and advanced disciplines, important to improve students knowledge with the control learning.

The Process Control Laboratory of Federal University of Santa Catarina, has been implementing research activities and building low-cost processes in laboratory scale. Using these processes, it is possible to assess the servo and regulatory behavior, in lab classes and, also, in research experiments for graduation and undergraduation students.

These processes must follow a series of design and implementation requirements, so that can be used in an integral way in the lab classes, representing in a faithful way, theoretical concepts of control acquired by the students in class room.

This work presents in elapsing of the chapters, an analysis of these constructive requirements of processes in laboratory scale.

The work consists of analyzing and discussing the didactic and pedagogic specifications of processes in laboratory scale. For this, an experimental analysis presents three case studies, where experiments for validation of control practices in laboratory are established.

# SUMÁRIO

RESUMO .....	v
ABSTRACT .....	vi
<b>1. <u>INTRODUÇÃO</u></b> .....	<b>1</b>
1.1 O ENSINO PRÁTICO EM CONTROLE DE PROCESSOS .....	2
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO .....	4
<b>2. <u>HISTÓRICO DA ENGENHARIA DE CONTROLE DE PROCESSOS</u></b> .....	<b>5</b>
2.1 INTRODUÇÃO .....	5
2.2 HISTÓRICO DA ENGENHARIA DE CONTROLE DE PROCESSOS .....	5
2.3 DESENVOLVIMENTOS DO SÉCULO XX .....	6
2.4 A ERA DO SOFTWARE .....	10
2.5 CONCLUSÃO .....	11
<b>3. <u>ANÁLISE DAS ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO PARA A</u></b> <b><u>IMPLEMENTAÇÃO DE PROCESSOS</u></b> .....	<b>12</b>
3.1 INTRODUÇÃO .....	12
3.2 REQUISITOS DE MERCADO NO PROJETO DE PROCESSOS EM ESCALA DE LABORATÓRIO .....	12
3.3 REQUISITOS DIDÁTICOS E DE ENSINO DE PROCESSOS EM ESCALA DE LABORATÓRIO .....	13
3.4 ANÁLISE DA EXPERIMENTAÇÃO COM PROCESSOS EM ESCALA DE LABORATÓRIO ...	16
3.5 CONCLUSÃO .....	19
<b>4. <u>ELEMENTOS DE CONTROLE PRESENTES EM</u></b> <b><u>PROCESSOS DE LABORATÓRIO</u></b> .....	<b>20</b>
4.1 INTRODUÇÃO .....	20

4.2 ELEMENTOS DE SISTEMAS DE CONTROLE.....	20
4.3 ELEMENTOS DE CONTROLE EM MALHA FECHADA.....	24
4.4 CONCLUSÃO.....	26
<b>5. <u>CIRCUITOS CONDICIONADORES PARA MEDIÇÃO E ATUAÇÃO</u> .....</b>	<b>27</b>
5.1 INTRODUÇÃO.....	27
5.2 COMPONENTES CONDICIONADORES DE SINAL.....	27
5.3 CIRCUITOS DE ACIONAMENTOS DE ATUADORES EM PROCESSOS .....	38
5.4 CONCLUSÃO.....	41
<b>6. <u>ESTUDO DE CASO DE PROCESSOS EM ESCALA DE LABORATÓRIO</u> .....</b>	<b>42</b>
6.1 INTRODUÇÃO.....	42
6.2 PROCESSO FAN-AND-PLATE.....	42
6.2.1. CARACTERÍSTICAS FÍSICAS E DE CONTROLE DO PROCESSO FAN-AND-PLATE.....	43
6.2.2. DESCRIÇÃO DA INSTRUMENTAÇÃO DO PROCESSO FAN-AND-PLATE .....	44
6.2.3. ASPECTOS DE MODELAGEM DO PROCESSO FAN-AND-PLATE .....	48
6.3 PROCESSO DE VELOCIDADE .....	52
6.3.1 CARACTERÍSTICAS FÍSICAS E DE CONTROLE DO PROCESSO DE VELOCIDADE.....	53
6.3.2 DESCRIÇÃO DA INSTRUMENTAÇÃO DO PROCESSO DE VELOCIDADE .....	53
6.3.3 ASPECTOS DE MODELAGEM DO PROCESSO DE VELOCIDADE .....	56
6.4 PROCESSO DE LUMINOSIDADE .....	59
6.4.1 CARACTERÍSTICAS FÍSICAS E DE CONTROLE DO PROCESSO DE LUMINOSIDADE.....	59
6.4.2 DESCRIÇÃO DA INSTRUMENTAÇÃO DO PROCESSO DE LUMINOSIDADE .....	60
6.4.3 ASPECTOS DE MODELAGEM DO PROCESSO DE LUMINOSIDADE .....	62
6.5 CONCLUSÃO.....	66



<b>7. PROJETO DE CONTROLADORES APLICADOS AOS</b>	
<b><u>PROCESSOS DE LABORATÓRIO</u></b> .....	68
7.1 INTRODUÇÃO.....	68
7.2 CONTROLADOR VSS ADAPTATIVO .....	68
7.2.1 FORMULAÇÃO DO PROJETO DO CONTROLADOR VSS .....	69
7.3 CONTROLADOR BASEADO EM LÓGICA FUZZY .....	71
7.4 PROJETO DE CONTROLADORES VIA MÉTODO DO LUGAR DAS RAÍZES .....	73
7.5 CONCLUSÃO.....	75
<b>8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	76
8.1 INTRODUÇÃO.....	76
8.2 EXPERIMENTAÇÃO COM O PROCESSO FAN-AND-PLATE .....	76
8.2.1. CONTROLE SERVO DO PROCESSO FAN-AND-PLATE .....	77
8.2.2. CONTROLE REGULATÓRIO DO PROCESSO FAN-AND-PLATE.....	79
8.3 EXPERIMENTAÇÃO COM O PROCESSO DE VELOCIDADE.....	79
8.3.1. CONTROLE SERVO UTILIZANDO UM COMPENSADOR LINEAR PROJETADO POR LUGAR DAS RAÍZES.....	82
8.3.2. CONTROLE REGULATÓRIO UTILIZANDO UM COMPENSADOR LINEAR PROJETADO POR LUGAR DAS RAÍZES .....	83
8.4 EXPERIMENTAÇÃO COM O PROCESSO DE LUMINOSIDADE.....	84
8.4.1. CONTROLE SERVO UTILIZANDO CONTROLADOR FUZZY .....	84
8.5 CONCLUSÃO.....	86
<b>9. CONCLUSÃO FINAL</b> .....	88
<b><u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u></b> .....	92

# 1. INTRODUÇÃO

A educação é um processo de desenvolvimento intelectual que associa conhecimento e método. É baseada, em geral na figura do educador. Dentre as diferentes tarefas exercidas pelo educador, este deve apresentar aos seus alunos temas teóricos importantes (relevantes), fornecendo-lhes uma sólida base de conhecimentos. Associado aos temas teóricos o educador deve, sempre que possível, apresentar também temas práticos que possibilitem o aprendizado do aluno, melhorando a compreensão dos conceitos envolvidos, preparando-o para melhor enfrentar as situações reais que serão vivenciadas no dia a dia profissional.

Do conceito de tecnologia (conjunto de conhecimentos, especialmente princípios científicos, que se aplicam a um determinado ramo de atividade) que é a aplicação do conhecimento e recursos para produzir as necessidades e anseios da humanidade, reconhece-se extensão da tarefa a ser executada por um profissional formado em um curso universitário. Esta formação vem de uma educação tecnológica que o prepara para responder, contribuir e se beneficiar em uma sociedade que cada vez mais necessita da tecnologia para sobreviver (Steiner, 1998).

A rápida modernização dos métodos em engenharia nos meios de produção e as acirradas concorrências empresariais pelos mercados, refletem a necessidade de profissionais das mais diversas áreas, capacitados em conhecimentos teóricos para analisar situações adversas, e discernimento prático para atuar em soluções do dia a dia.

Os centros de ensino de segundo e terceiro graus, são responsáveis pela formação inicial de profissionais de nível técnico ou engenheiro. Para o profissional que se forma e para a instituição que o formou serem competitivos, o ensino deve ser de qualidade e representar uma necessidade de mercado. A recompensa pelo esforço mútuo, é a de um profissional desempenhando com competência sua tarefa e para a instituição, o

reconhecimento pelo objetivo final alcançado. O problema é aliar os conhecimentos clássicos importantes e de formação básica ao profissional, às novas teorias e tecnologias desenvolvidas nos últimos anos que desempenham papel importante dentro da engenharia (Steiner, 1998; Kheir, 1996).

A teoria clássica, juntamente com a moderna, tem de se adequar a currículos limitados no tempo, por exemplo, o de engenharia com média de cinco anos, e com vinte e cinco aulas semanais em semestres de quatro meses. Há a necessidade de se rever continuamente as cargas horárias, para uma adequação otimizada das disciplinas (Franklin, 1987; Milek, 1996).

### **1.1 - O ENSINO PRÁTICO EM CONTROLE DE PROCESSOS**

O ensino de engenharia de controle de processos não é diferente no contexto das engenharias: deve também preparar o engenheiro para a realidade do mercado prático global, hoje tão competitivo e exigente (Steiner, 1998).

Nos anos setenta, os sistemas de controle eram baseados em circuitos e instrumentação analógicos, e a presença do computador como ferramenta de auxílio de controle era pequena. Nesta época o forte do ensino em controle incluía disciplinas de acionamentos pneumáticos e sistemas analógicos. Como estes controladores analógicos eram implementados com circuitos capacitivos e resistivos, ou pneumáticos, o ensino de controle era reconhecido como um ramo de pesquisas em disciplinas curriculares de graduação e pós-graduação em engenharia elétrica e engenharia mecânica (Raviraj, 1997).

Com o advento do processador digital e a conseqüente diminuição dos custos de utilização e manutenção, uma nova área de controle surgiu no final dos anos setenta, o controle digital implementado por computador. Os novos conceitos de controle que incluíam a informática, começavam a exigir engenheiros com conhecimentos específicos na área de controle. Por isto, disciplinas de controle foram introduzidas nos cursos de engenharia elétrica e mecânica (Yurkovich, 1996; Tzou, 1996; Piccoli, 1997) .

A pesquisa e o desenvolvimento de novas estratégias como o controle digital adaptativo e o ressurgimento de outras, até então um tanto esquecidas ou pouco

difundidas, como lógica fuzzy e redes neurais, criam uma série de novos conteúdos que foram incluídos nas disciplinas de controle de processos.

Nos anos noventa, a necessidade e a carga dos conteúdos teórico e prático, determinaram a criação dos cursos de engenharia de controle e automação industrial. O desafio maior nestes cursos, é montar currículos através de mecanismos adequados, visto que quatro grandes áreas são envolvidas: a engenharia mecânica, a engenharia elétrica, a informática e a engenharia de produção (Franklin, 1989; Grega, 1994).

Dada a extensão da área de atuação em que se tornou a engenharia de controle e automação industrial, um curso de cinco anos deve, da melhor forma possível, apresentar a teoria envolvida e harmoniosamente a esta, apresentar práticas de laboratório. Tais práticas devem ilustrar, em baixa escala, os problemas reais a serem enfrentados pelo profissional da área em formação. Este é um problema largamente discutido e é a motivação para esta dissertação de mestrado.

Em engenharia de controle e automação industrial na processos controle de processos, vários são os conceitos a serem tratados em disciplinas de laboratório. Estes conceitos podem ser repassados aos alunos através de simulações via computador, onde um algoritmo matemático que representa uma sistema real é analisado de uma forma simplificada através, por exemplo, de funções de transferência.

Vários são os *softwares* utilizados como meio de ensino de controle em práticas de laboratório. Dentre eles, destacam-se o VisSim, Matlab, SciLab, WinFACT e o LabView, com potencialidades de mostrar aspectos de projeto e sintonia em controle de processos comprovando a teoria ensinada em sala de aula. (Kheir, 1996)

Mas, se a matemática produz resultados consistentes e “provavelmente” corretos, porque não criar um experimento científico para teste. Isto denomina-se criar uma política experimentalista do ensino de engenharia de controle (Bernstein, 1998).

Para estas experimentações práticas, são necessários ferramentas de manipulação. Tais ferramentas, são os processos em escala de laboratório, que basicamente são representações de sistemas de baixo porte com certo grau de complexidade e produzindo efeitos em suas saída.

No mercado de equipamentos de laboratório de controle, surgem cada vez mais fabricantes dispostos a suprir as dificuldades e necessidades dos centros de ensino na

comercialização de plantas e controladores didáticos a custos reduzidos. Empresas como a Armfield, Feedback e a Quanser se destacam.

Para obtenção dos resultados em experimentos em processos em escala de laboratório, outros equipamentos auxiliares devem fazer parte do procedimento prático de laboratório (Ozkul, 1996), por exemplo: osciloscópio para aquisição das curvas de reação, fontes de alimentação dos equipamentos, multímetros entre outros, que possuem um custo para aquisição e os recursos nem sempre são disponíveis.

A busca de soluções para a resolução de problemas de implementação de processos em escala de laboratório, levantamento de suas especificações, aspectos construtivos e adequação as disciplinas de controle, serviram de motivação e definiram o tema desta dissertação de mestrado.

## 1.2 - ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 2 é realizada uma análise cronológica da evolução do controle de processos em aplicações práticas no decorrer da história. No capítulo 3 um estudo das especificações, projeto e implementação de processos em escala de laboratório são relatados. O capítulo 4 apresenta uma série de conceitos e elementos que perfazem um experimento de laboratório, destacando os principais equipamentos utilizados. No capítulo 5 um estudo dos dispositivos eletroeletrônicos mais encontrados em processos em escala de laboratório são abordados. O capítulo 6 apresenta os processos em escala de laboratório desenvolvidos no LCP: fan-and-plate, luminosidade e velocidade. O objetivo deste capítulo é a análise de requisitos de processos em escala de laboratório, confrontando entre si as características de cada um. No capítulo 7 são apresentados três estratégias de controle que representam três diferentes alternativas de projeto de controladores: a estratégia de controle com estrutura variável (VSS), o controlador fuzzy (nebuloso) e o controlador clássico baseado no lugar das raízes. No capítulo 8 uma série de experimentos são realizados.

Por fim um capítulo de conclusões, e a bibliografia pesquisada, encerram o trabalho.

## **2. HISTÓRICO DA ENGENHARIA DE CONTROLE DE PROCESSOS**

### **2.1 - INTRODUÇÃO**

Os grandes acontecimentos da humanidade, como as guerras e a viagem do homem na lua, foram decisivos na evolução da tecnologia em controle de processos. Isto pode ser visto nas aplicações da tecnologia aeroespacial, a invenção do microprocessador, a internet, eventos estes que mudaram o comportamento das pessoas e contribuíram de forma significativa para a modernidade da sociedade nas diversas áreas de atuação. Em controle de processos não poderia ser diferente, os maiores avanços nesta área da engenharia surgiram também nestes períodos (Kheir, 1996; Bennett, 1993).

Controle de processos é como toda a engenharia, um produto da necessidade do ser humano em criar insumos que venham a tornar útil os mecanismos e melhorar a qualidade de vida no seu ambiente de trabalho ou social. Nos últimos 50 anos, o controle baseado em sistemas mecânico e pneumáticos evoluíram para sistemas eletromecânicos e eletrônicos. Atualmente a tecnologia está baseada em microprocessadores digitais centrada nos PC e em sistemas de controle distribuídos.

Na seção 2.2 pretende-se apresentar um panorama histórico do desenvolvimento de controle de processos, seu surgimento, seu desenvolvimento como ciência, e a forma como é ensinado em cursos de nível técnico e universitário, mostrando, assim, a evolução dos conhecimentos e a necessidade constante de renovações curriculares, em cursos de engenharia e formação técnica e profissional (Bushnell, 1995; Bissel, 1998).

### **2.2 - HISTÓRICO DA ENGENHARIA DE CONTROLE DE PROCESSOS**

A origem do controle de processos pode ser traçada aproximadamente a partir do ano 300 DC na Grécia. Naquela época surgem os reguladores de fluxo para relógios d'água de Ktesibios e a lâmpada de óleos de Philon.

Hero de Alexandria publicou no primeiro século AC seu livro *Pneumatica*, onde formas de controle de nível de água incluíam reguladores flutuantes. O desenvolvimento destes sistemas surgiram por métodos de apreciação e observação de fenômenos naturais. Muitas destas aplicações, baseavam-se em controladores cuja característica de controle pode ser comparada ao controlador on-off, com ajustes empíricos em função da experiência própria do operador ou daquele que o concebeu.

Oficialmente o primeiro controlador por realimentação reconhecido na Europa foi o regulador de temperatura criado por Cornelius Drebbel (1572-1633). Em 1769, James Watt desenvolveu o mecanismo de "bola voadora" (fly ball) para controle de velocidade em máquinas a vapor (regulador de velocidade de Watt). Este sistema de controle foi o primeiro utilizado na indústria e é um dos mecanismos mais conhecidos da época até hoje (Bushnell, 1995).

G.B. Airy, professor de Cambridge de 1826 à 1835 e subsequentemente astrônomo real do observatório de Greenwich no período de 1835 à 1881, desenvolveu pesquisas em controle de velocidade. Em 1840 desenvolveu um controle de velocidade de rotação para telescópios de observação estelar para utilização em longos períodos. Foi a primeira pesquisa reconhecida que analisou a estabilidade de sistemas realimentados. James Clerk Maxwell criou em 1868, o primeiro artifício matemático para estimação de sistemas industriais, as equações diferenciais ordinárias. A partir deste trabalho, Maxwell também desenvolveu o método de análise no ponto de equilíbrio e mostrou que a estabilidade depende da parte real dos modos das equações diferenciais. E.J. Routh determinou o primeiro critério matemático compreensível de análise da estabilidade de sistemas de alta ordem, sobrepondo-se à análise de Maxwell que podia somente ser aplicada em sistemas de segunda e terceira ordem.

## 2.3 - DESENVOLVIMENTOS DO SÉCULO XX

A revolução da tecnologia em controle de processos, veio com o desenvolvimento do amplificador eletrônico de realimentação por Black na década de 20. Com isto a análise da estabilidade foi revista pois o método de Routh-Hurwitz já não era mais suficiente para os complexos amplificadores da época. Nesta época Nyquist determinou um método da análise da estabilidade usando um gráfico no plano polar da resposta freqüencial do sistema, (método de análise do diagrama de Nyquist). Em contrapartida, Bode também desenvolveu um método gráfico no plano logarítmico (diagrama de Bode). Simultaneamente o mais notável desenvolvimento para a indústria ocorreu neste período, o algoritmo de controle PID, controlador proporcional + integral + derivativo por Challender em 1936.

Com as novas tecnologias surgindo na área, na década de 40 surgiram as primeiras disciplinas de controle nos cursos de engenharia elétrica. Como as indústrias começavam a fazer investimentos em controle de processos num mercado que surgia e se expandia, a formação de mão de obra especializada era necessária.

Nos EUA, no início da década de 40, eram 15 sociedades ativas em vários estados, faltava uma unidade em torno do assunto, e em 1944 ocorre o primeiro encontro com o objetivo de definir um padrão único para os sistemas de controle de processos. Deste encontro surgiu um ano depois a ISA (International Society of Automatic) sociedade esta, presente até hoje e reconhecida em todo o mundo como um padrão a ser seguido (Wilbanks, 1996).

Nas décadas de 40, 50 e 60 a principal solução aplicada em controle eram os sistemas baseados em relés mecânicos. Nesta época Hamel e Tsytkin, desenvolveram métodos de análise mais precisos de ciclos limites em relés. A partir dos trabalhos de Lyapunov em sistemas incertos, duas linhas de pesquisa se desenvolveram. A primeira foi Monopoli que desenvolveu em 1960 trabalhos em análise de estabilidade em sistemas incertos e a segunda por G. Leitmann que desenvolveu o teoria de controle robusto.

A necessidade de sistemas automáticos como pilotos automáticos, posicionadores para armas e controle de radares durante a II guerra mundial, provocou um avanço no desenvolvimento da teoria e prática de controle de processos (Mindell, 1995). Nesta época o controle de processos é reconhecido como disciplina independente, e o conceito de controle robusto é introduzido por Wiener e Phillips. Controle, como conhecemos, é inspirado nos trabalhos de Maxell, Watt, Routh, Nyquist, Bode e Black.



Paralelo aos trabalhos de Maxwell e Lyapunov em equações não-lineares, noções de controle em malha fechada eram desenvolvidos por Heaviside, Lord Rayleigh, Black, Nyquist e Bode. O conceito de realimentação surgiu nos trabalhos de Bode e Wiener.

Nos Estados Unidos, durante a segunda guerra mundial, devido ao aumento do consumo de combustíveis e derivados do petróleo, ocorreu o maior desenvolvimento na indústria química. Como conseqüências destas pesquisas, em 1960 iniciou-se o desenvolvimento das primeiras aplicações em controle digital, que aos poucos foi substituindo o controle pneumático, na medida que os custos destes sistemas diminuiam (Bissel, 1998).

Evans desenvolve o método de análise da estabilidade por lugar das raízes (root-locus), uma extensão dos trabalhos de Routh e Maxwell. Com o a introdução da transformada Z, surge o denominado "controle digital moderno". Em 1946 a Moore School of Electrical Engineering e a Universidade da Pennsylvania desenvolvem o ENIAC (Electronic Numerical Integrator and Automatic Calculator- Integrador Numérico Eletrônico e Calculador Automático) o primeiro equipamento capaz de executar integrações em pequenas equações diferenciais (Wilbanks, 1996).

Em 1951 surgiram as primeiras salas de controle com painéis de instrumentação para controle e monitoração de plantas, os primórdios do que hoje se conhece por SDCD (Sistema Digital de Controle Distribuído). Neste mesmo ano o UNIVAC ("Universal Automatic Computer") é instalado comercialmente

A Foxboro expandiu seu mercado iniciando pesquisas de medidores de fluxo eletromagnéticos nos USA e em 1957 desenvolveu o medidor de fluxo ultra-sônico.

Em 1957 surge o termo "Controle adaptativo" por Drenick e Shahbender, teoria esta que em 1960 seria dividida em três áreas de pesquisa, a) adaptation extrema, b) modelos de sensibilidade e c) métodos adaptativos baseados na teoria de Lyapunov.

Iniciou-se em 1959 pesquisas em sistemas multivariáveis, não-lineares e adaptativos, com desenvolvimento da análise no domínio do tempo discreto. Neste mesmo ano a Honeywell introduziu o sinal padrão 4-20 mA para instrumentação de sistema de controle de processos utilizado até hoje pela indústria (Wilbanks, 1996).

A exemplo das teorias de sistemas de malha fechada tais como, os diagramas de Nyquist, Bode e Black, os diagrama de lugar das raízes, margens de fase e ganho, a teoria de controle de processos tornou-se um sucesso. Isto fica mais evidente quando,

após 1960, o método de Ziegler-Nichols foi desenvolvido para ajuste de parâmetros de controladores PID. A análise no espaços de estados foi desenvolvida a partir dos trabalhos de Kalman, que inicialmente não tiveram repercussão, mas servirão para pesquisas em programação dinâmica (Wilbanks, 1996).

Com o avanço da tecnologia digital, surgiu na década de 60 o CDD (Controle Digital Direto), computador responsável pelo monitoramento de plantas. Estes computadores são adquiridos basicamente por indústrias químicas nos Estados Unidos e Inglaterra. Apesar de toda sua capacidade, o CDD possui desvantagens como: alto preço, difícil manutenção e o tamanho físico, pois ocupava um espaço considerável nas pequenas linhas automáticas de produção.

A IBM introduziu o System/360 um computador compatível com as necessidades daquela época. Um ano mais tarde, a “Digital Equipment Corp” desenvolveu o PDP-8, o primeiro minicomputador de produção em massa. O PDP-8 tinha como vantagens o tamanho, as facilidades de programação e os custos (este minicomputador tornou-se padrão industrial da época). Na mesma linha de computadores industriais aplicados a controle, a Honeywell desenvolveu o Vutronik, o primeiro computador que possibilitou o operador a executar ajustes em controladores PID sem necessitar do desligamento da planta de controle (Wilbanks, 1996).

O primeiro controlador lógico programável (CLP) surgiu em 1960 fabricado pela General Motors. Logo foi utilizado nos meios produtivos auxiliando a processos de manufatura e aplicações em processos contínuos e discretos.

Em 1969 a Honeywell, desenvolveu o SDC (sistema distribuído de controle) cujo objetivo era reunir todas as informações das plantas num único ponto.

Em meados da década de 70 surgiu o microprocessador dedicado, esta invenção trouxe flexibilidade na programação e a facilidade de manutenção do sistema de controle.

O trabalho de Åström e Wittenmark em 1974 descrevendo reguladores adaptativos, motivaram pesquisas em controle digital.

Em 1976, foram desenvolvidos os primeiros pacotes que incluíam versões digitais de controladores convencionais como o P e PI, um avanço dos controladores analógicos, onde displays digitais foram projetados para visualização das variáveis.

Em 1977, a Honeywell lançou o primeiro controlador redundante, que poderia ser acionado automaticamente caso uma falha de funcionamento ocorresse no

controlador principal de uma malha, este sistema foi revolucionário na época. No mesmo ano a Johnson Space Center de Houston, desenvolveu os primeiros simuladores de missões espaciais (Wilbanks, 1996).

Também em 1977, a IBM desenvolveu a DRAM (Dynamic Random Access Memory) e um ano depois em 1978 a US DATA, introduziu os microcontroladores configuráveis pelo usuário em estações de trabalho coloridas, no uso em CLP e em computadores industriais (Wilbanks, 1996).

## 2.4 - A ERA DO SOFTWARE E HARDWARE

Com o avanço tecnológico na área de informática, fruto de pesquisas em microprocessadores, onde cada vez mais linhas de código podiam ser incluídas num programa, na década de 80 ocorreu a denominada revolução do software.

Com a inclusão do PC (Personal Computer) pela IBM em 1981, surgiu a diferenciação entre hardware e software (Wilbanks, 1996).

Nesta época surgiram as primeiras aplicações de redes neurais e inteligência artificial no reconhecimento de padrões. A lógica fuzzy, antes desenvolvida teoricamente em 1965, por Lotfi Zadeh, na década de 80 tem espaço em aplicações na engenharia de controle.

No início dos anos 80 caem os preços dos SDC, fomentando os investimentos das grandes indústrias na aquisição destes sistemas. Nesta mesma época surgiu o termo MAP (Manufacturing Automation Protocol) e o termo CIM (Computer Integrated Manufacturing), com aplicação nos anos 90 decorrentes da popularização e da evolução das redes de computadores (Wilbanks, 1996).

Em 1987 a Foxboro desenvolveu o primeiro controlador usando tecnologia de inteligência artificial. No final dos anos 80, as pesquisas sobre Fieldbus e redes de computadores desenvolvidas em meados da mesma década, começaram a ser aplicados à indústria. Nesta mesma época houve um crescimento bastante expressivo da utilização de equipamentos SDC, CLP's, PC's e softwares dedicados em sistemas de controle automáticos (Wilbanks, 1996).

Com o surgimento de padrões industriais, começam a surgir parcerias e estratégias de agrupamento de empresas, isso levou a um incremento no mercado de vendas em instrumentação e sistemas de controle de processos no final anos 80.

Em 1990 a Wondeware introduziu o “InTouch” , um aplicativo de interface homem-máquina baseado em janelas (Windows - Microsoft). Nesta mesma época surgiu uma nova tecnologia em processadores, a RISC, Alpha, Pentium e Power PC (Wilbanks, 1996).

Outros desenvolvimentos técnicos significativos dos anos 90, foram a rápida evolução das interfaces gráficas, a ISO 9000 em insumos de controle de processos, crescimento e popularização dos sistemas adaptativos e pesquisas em redes neurais e lógica fuzzy.

Mais recentemente, as pesquisas em controle de processos voltam-se ao desenvolvimento de estratégias de controle baseadas em eventos biológicos, destacam-se redes neurais, controladores fuzzy e neuro-fuzzy e controladores baseados em algoritmos genéticos (Wittenmark 1998).

## 2.5 - CONCLUSÃO

O capítulo apresentou um breve histórico do desenvolvimento na teoria e prática de controle de processos.

Foi apresentado uma série de eventos históricos e sua relevância na determinação da moderna tecnologia em controle de processos.

Com o estudo histórico realizado, é possível concluir que o ensino de engenharia de controle de processos tem de se adaptar as novas tecnologias e métodos. O grande desafio é a quantidade de informação a ser repassada aos alunos, com qualidade e abrangência dos assuntos relacionados.

### 3. ANÁLISE DAS ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO PARA A IMPLEMENTAÇÃO DE PROCESSOS

#### 3.1 - INTRODUÇÃO

A metodologia básica para a concepção de um produto ou equipamento em engenharia sugere que esta concepção percorra uma série de fases, objetivando alcançar requisitos desejados suprindo as necessidades a que se propõe. Estas fases são descritas como: análise de requisitos, pré-projeto, projeto preliminar, implementação, testes e manutenção. Um processo em escala de laboratório, como equipamento de engenharia, não deve fugir a esta regra (Wellstead, 1990; Schmidtbauer, 1990).

Este capítulo apresenta um estudo sucinto de caráter teórico e prático sobre os requisitos de projeto e implementação de processos em escala de laboratório, onde são analisadas as características físicas e didáticas destes equipamentos (Kheir, 1996; Kocijan, 1997; Ornellas, 1996; Simas, 1998; Amendola, 1997).

#### 3.2 - REQUISITOS DE MERCADO NO PROJETO DE PROCESSOS EM ESCALA DE LABORATÓRIO

- Mercado

Como produto, um processo em escala de laboratório deve ser um equipamento vendável e, portanto, deve seguir regras do mercado de consumo (escolas técnicas, universidades, laboratórios de pesquisa) exigente e competitivo.

- **Qualidade**

Um compromisso a ser garantido. A chave para o sucesso é o reconhecimento de um equipamento no mercado. Os processos em escala de laboratório devem oferecer a qualidade como produto a seus usuários.

- **Tempo x Custos**

Com a globalização e a crescente expansão das grandes empresas pelo mundo, inclusive no ramo da engenharia de controle, tem-se um clima de competição entre empresas do ramo. Um produto adequado requer qualidade, prazos de entrega curtos com baixo custo. Assim, a relação entre tempo de projeto *versus* custos de pesquisas e produção, deve ser minimizada para que o processo seja competitivo.

- **Produção**

Quando produzidos em escala industrial, os custos de produção são minimizados se a complexidade na montagem é facilitada. Isto reduz o tempo de produção e minimiza os custos de mão de obra.

### **3.3 - REQUISITOS DIDÁTICOS E DE ENSINO DE PROCESSOS EM ESCALA DE LABORATÓRIO**

Um laboratório de controle de processos deve proporcionar ao usuário, diversos aspectos da engenharia de controle, por exemplo, modelagem, identificação, simulação e projeto de controladores. Um experimento apropriado, baseado em processos em escala de laboratório, deve apresentar as seguintes características de controle (Tsai, 1997; Åström, 1992; Åström 1991; Coelho, 1998; Ferreira, 1995):

- **Verificar as principais teorias em controle**

O ensino de controle de processos, envolve várias disciplinas com diversos tópicos diferenciados que podem ser melhor fixados se experimentados na prática. Por exemplo, em disciplinas de identificação e controle digital de processos, um sistema experimental onde realiza-se experiências de laboratório utilizando o algoritmo de estimação dos mínimos quadrados recursivos, que é um tópico destas disciplinas, ajuda o aluno a fixar conceitos teóricos, influências paramétricas e técnicas de projeto, se praticado o seu conhecimento e, conseqüentemente, aprendendo sobre os detalhes que envolvem o emprego desta teoria de controle na prática.

- **Refletir de uma forma realista problemas reais**

Um processo em escala de laboratório como equipamento prático, serve de ligação entre o entendimento da teoria estudada em sala de aula e os problemas reais de controle que são enfrentados pelo engenheiro na indústria. Para tanto, um processo deve representar de forma simples e concisa, situações reais, caracterizadas por problemas específicos. Assim, um processo em escala de laboratório pode fornecer ao aluno um treinamento valioso, visando antecipar situações que serão, certamente vividas na indústria ou no seu futuro ambiente de trabalho.

- **Possuir escalas compatíveis com um equipamento de laboratório**

Quando utilizado em laboratório, um processo em escala de laboratório deve possuir constantes de tempo compatíveis com os equipamentos de medição, aquisição de dados e controle. Este requisito é importante no sentido de influenciar a aceitação e a utilidade do processo, pois escalas não compatíveis, acarretam problemas na verificação dos tópicos teóricos, que são os objetivos principais a serem testados.

- **Ser seguro no manuseio**

Na concepção de um processo em escala de laboratório, uma análise antecipada ao uso das condições de manuseio por parte de alunos e pessoal técnico de manutenção é importante para sua aceitação. Processos que envolvem aquecimento onde

temperaturas críticas são necessárias por exemplo, requerem sistemas de potências onde altas correntes podem provocar acidentes ou podem dificultar a utilização do equipamento. O estudo preventivo através de limitação de áreas de risco, sinalizações e acomodação de placas e componentes eletroeletrônicos, facilita a utilização do equipamento, tornando-o seguro nas experimentações.

- **Possuir baixo custo**

O baixo custo é uma necessidade de mercado. E instituições de ensino procuram aliar qualidade e baixo custo na aquisição de equipamentos para montar laboratórios. Assim, os processos em escala de laboratório devem ter um baixo custo envolvido no projeto e execução para manter um custo de venda viável, sem perder a qualidade no principal objetivo a que se propõe, que é o ensino e da demonstração dos tópicos de controle de processo.

- **Fácil entendimento do funcionamento**

Para um aluno regularmente matriculado em um primeiro curso em prática de controle de processos, considera-se que nunca tinha tido contato com equipamentos de laboratório. A relação aluno-processo deve ser harmoniosa, para tornar o experimento uma tarefa motivadora no seu procedimento de aprendizado, exercitando a compreensão dos mecanismos que regem o funcionamento do processo adquirindo para si o conhecimento prático agregado ao processo, necessário a sua formação.

- **Capacidade de interface com controladores e dispositivos digitais de controle**

Um processo em escala de laboratório deve possibilitar a conexão de controladores e dispositivos de aquisição de dados digitais e analógicos, como controladores industriais, computadores e microcontroladores através de placas de aquisição. Portanto, é importante a especificação e a adequação dos sinais de medição (variável do processo) e ação de controle (variável de controle) a padrões normalmente



recomendados para estes tipos de dispositivos, como por exemplo, escalas de 4 a 20 mA, 1 a 5 volts, 0 a 10 volts, etc.

- **Fácil manutenção**

Seja devido ao manuseio intensivo ou seja devido a falta de experiência dos alunos na correta utilização dos equipamentos, defeitos e problemas eletromecânicos no funcionamento em processos em escala de laboratório podem ocorrer. Neste caso, um estudo de soluções para minimizar os tempos e facilitar as manutenções, evita a perda de continuidade na sequência de atividades didáticas ou atrasos significativos de pesquisa no caso de estudantes de pós-graduação.

### 3.4 - **ANÁLISE DA EXPERIMENTAÇÃO COM PROCESSO EM ESCALA DE LABORATÓRIO**

A seguir, apresentam-se os aspectos relevantes validação e na experimentação de processos em escala de laboratório. O objetivo é mostrar que não somente a idéia e o levantamento das especificações determinam a aceitação em aulas práticas, é necessária uma análise das potencialidades do processo em experimentos práticos (Bernstein, 1998).

- **Todos os processos reais são infinitos e ruidosos**

Os processos em escala de laboratório, são construídos com componentes eletromecânicos que produzem ruídos. A perfeita modelagem destes sinais, considerando os ruídos, pode levar a funções de transferências com infinitos pólos e zeros. Mas um modelo excessivamente complexo não tem, em geral, grande utilidade prática.

Esta abordagem resulta nas seguintes proposições:

- modelagem matemática serve de aproximação da realidade;
- modelos complexos exigem especialistas para reconhecer a validade dos resultados;
- um modelo consistente pode ser composto por:

modelo nominal + modelo incerto.

A modelagem matemática de um processo em escala de laboratório, deve ser tal que haja minimização da complexidade do modelo sem perda significativa de consistência de resultados.

- **Uma tonelada de identificação e nada mais que 10 gramas de modelagem**

Na experimentação é desejado que a representação matemática seja a mais simplificada possível para que possa ser utilizada como de ferramenta de análise e implementação de estratégias de controle. Uma identificação complexa, torna difícil esta análise, prejudicando o desenvolvimento do experimento.

- **Um experimento em controle pode definir o quanto um modelo matemático é realista e pode ajudar a identificar quais efeitos físicos são importantes.**

Experimentação de laboratório baseado em simulações computacionais apresentam resultados consistentes com a teoria aprendida em sala de aula. Entretanto estas simulações não apresentam situações adversas, presentes em sistemas reais (ruídos e não-linearidades não determinadas). Um experimento prático pode apresentar ao aluno aspectos complementares da teoria de controle através de resultados comparativos com a teoria e o entendimento dos efeitos físicos adversos que ocorrem no controle de um processo real.

- **Experimentos em controle podem motivar novas pesquisas assim como novas metodologias em controle de processos**

Um processo em escala de laboratório deve refletir as necessidades de ensino e pesquisa de estratégias clássicas e avançadas de controle e identificação. Se um processo é bem projetado e reflete aspectos da teoria de controle, motiva o aluno no aprendizado de controle de processos e ao pesquisador no teste de novas estratégias de controle.

- **Respeitar a instabilidade**

No projeto de controladores de processos, há a possibilidade de erros no ajuste de parâmetros, que levem o processo a funcionar de forma instável. Isto é mais comum quando alunos, sem experiência realizam experimentos práticos, executam ajustes sem a devida atenção.

A instrumentação de medição e atuação, teoricamente é projetada para trabalhar dentro de uma faixa padronizada (0 a 5 volts por exemplo), mas num caso de instabilidade o sistema físico pode ir além destes limites, podendo provocar falhas e defeitos nos sistemas elétricos ou mecânicos dos atuadores e sensores, o que é indesejável. Portanto, um estudo das possíveis instabilidades, de dispositivos físicos de proteção e suas conseqüências no funcionamento do sistema, auxilia na capacidade do processo em suportar este efeito, sem acarretar defeitos físicos e de funcionamento em experimentos futuros. A instabilidade é um aspecto relevante no projeto de um processo em escala de laboratório.

- **A necessidade da identificação de não-linearidades é essencial**

Os métodos clássicos de projeto de controladores, como lugar das raízes, e diagramas freqüenciais, aplicam-se em sistemas lineares. O problema é que, em geral, os processos em escala de laboratório possuem não-linearidades dominantes que vão desde a curva de ganhos e variações em constantes de tempo até dinâmicas assimétricas na aplicação de degraus positivos e negativos. O levantamento das não-linearidades envolvidas em um processo em escala de laboratório em seu projeto, pode ser utilizado para melhor adaptar a aplicação de conceitos teóricos de controle na experimentação de laboratório.

- **Processos em escala de laboratório construídos baseando-se em rigorosas teorias, podem falhar sob condições desconhecidas, enquanto aqueles construídos de forma heurística têm comportamento similar.**

No projeto de um sistema em escala de laboratório, o comportamento no tempo das variáveis do processo, podem ser modeladas através de equações diferenciais (Garcia, 1997). Este comportamento temporal pode ser definido *a priori*, com maior ou menor precisão. Entretanto, na análise prática, um modelo sub-estimado (representação matemática das equações diferenciais com menor grau do que uma representação consistente) pode apresentar as mesmas características e os mesmos efeitos do modelo super-estimado (representação matemática das equações diferenciais com maior grau do que uma equação consistente). Portanto, uma análise matemática consistente deve ser simples para o entendimento do experimentador e representativa no sentido de obter-se uma boa precisão na modelagem do processo.

### 3.5 - CONCLUSÃO

O capítulo apresentou uma série de requisitos de projeto e implementação de processos em escala de laboratório. O objetivo principal foi mostrar os aspectos que definem o desenvolvimento dos processos, identificando os aspectos físicos, didáticos, pedagógicos e de desenvolvimento de estratégias de controle na utilização por alunos e pesquisadores.

Os requisitos apresentados mostraram que no projeto de processos em escala de laboratório, além da idéia, é importante avaliar se os processos tem aplicabilidade ao ensino, se representam a teoria adequadamente e, assim, abrem perspectivas aos alunos para fixação do conhecimento teórico de controle de processos.

## 4. ELEMENTOS DE CONTROLE PRESENTES EM PROCESSOS DE LABORATÓRIO

### 4.1 - INTRODUÇÃO

Na execução de experimentos práticos em laboratório, o aluno precisa de um treinamento prévio para poder manipular, de forma segura e confiável os equipamentos que estão disponíveis na realização de aulas práticas. A realização de experimentos em laboratório de controle de processos, requer o entendimento da teoria de controle envolvida nas experiências, assim como entender os diferentes componentes dos processos (figura 4.1).

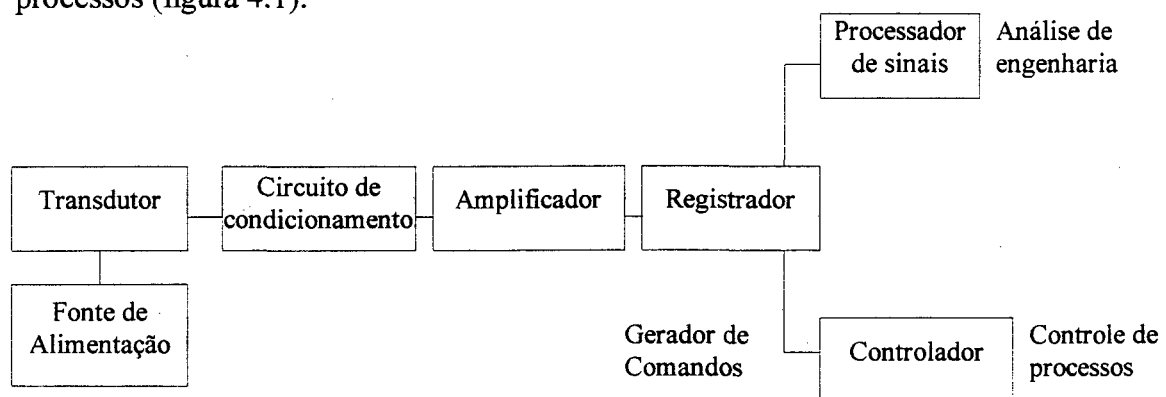


Figura 4.1 - Diagrama dos elementos componentes de um sistema de controle

A seguir, apresenta-se os componentes e os conceitos que estão envolvidos em um experimento prático com um processo em escala de laboratório (Ash, 1987; Ozkul, 1996; Johnson, 1993).

### 4.2 - ELEMENTOS DE SISTEMAS DE CONTROLE

- **Transdutor**

Elemento analógico que converte o sinal de um sensor em uma grandeza mensurável eletricamente. Especificamente é o elemento físico de medição, por exemplo, na medição de força em robótica utiliza-se o *strain gage*, que gera uma pequena variação de resistência decorrente da força aplicada.

- **Fonte de alimentação**

Fornece energia para os sistemas de medição e atuação. Normalmente dispõe de tensões de baixa potência para a medição e alta potência para os acionamento de atuadores como motores e resistências elétricas.

- **Condicionador de sinais**

Circuito eletrônico que converte, manipula ou compensa, um sinal elétrico de um transdutor em um sinal elétrico dentro de uma escala padrão como por exemplo: 4 a 20 mA, 0 a 1 volts ou como é padronizado no LCP, 0 a 5 volts. Numa malha de controle, o controlador, por mais eficiente que seja, tem seu desempenho afetado se o sistema de medição não é eficiente. Portanto, os condicionadores de sinais influenciam profundamente no bom funcionamento da malha de controle de processos.

- **Amplificadores**

Elementos básicos para a implementação de circuitos eletrônicos, utilizados com transdutores e condicionadores de sinal, se estes produzem sinais elétricos de baixa tensão (10mV ou inferior).

### **Processador de dados**

Produz um sinal digital, a partir de um conversor analógico/digital (A/D), de um sinal do sistema de medição analógico. Usualmente, o processador de dados é representado pelo computador onde, através de um programa, um sinal digital pode ser tratado e armazenado em arquivos, apresentado em gráficos e tabelas ou para utilização em estratégias de controle.

- **Controladores de processo**

Elementos que atuam na monitoração e ajuste de qualquer variável que precise ser mantida em um determinado valor no tempo. O sinal da instrumentação é comparado a um sinal que reflete o valor requerido para uma quantidade num processo. O controlador aceita os sinais de medição e referência, faz a diferença e calcula o erro. O erro é usado automaticamente através de um algoritmo no ajuste de um sinal de entrada para interferir no processo.

- **Registradores**

Equipamentos que facilitam a visualização dos sinais elétricos, por meios analógicos ou digitais. Por exemplo, podem ser representados por multímetros, osciloscópios, etc.

- **Controle de malha aberta**

Envolve os processos onde os dados são capturados pelos transdutores. Então os dados dos transdutores são continuamente apresentados num painel, onde um operador observa e, se necessário, faz ajustes para controlar as variáveis do processo.

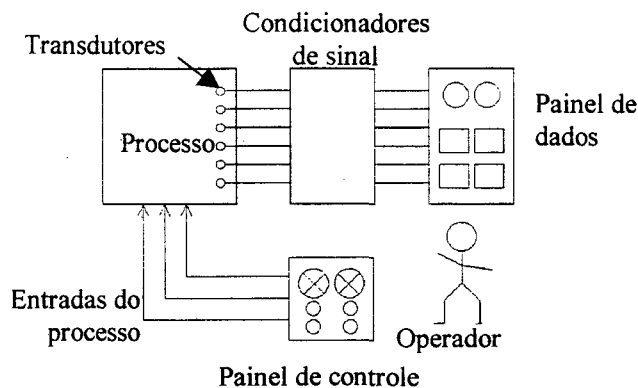


Figura 4.2 - Diagrama de controle em malha aberta

- **Controle em malha fechada**

Este tipo de controle, também conhecido como controle automático (figura 4.3), não requer um operador continuamente dedicado na tarefa de monitoração e atuação em processos. Os ajustes dos controles são executados por um sistema que lê o sinal da instrumentação de medição, comparando-o com um sinal elétrico que represente as quantidades representativas do processo. O primeiro controlador mede a diferença entre o sinal de comando e o sinal dos transdutores e, tem-se como resultado, o erro ou realimentação ("*feedback*"). A realimentação é transmitida ao segundo controlador, que dispõe de amplificadores pré-ajustados, que condicionam o acionamento dos elementos de atuação para correção do processo.

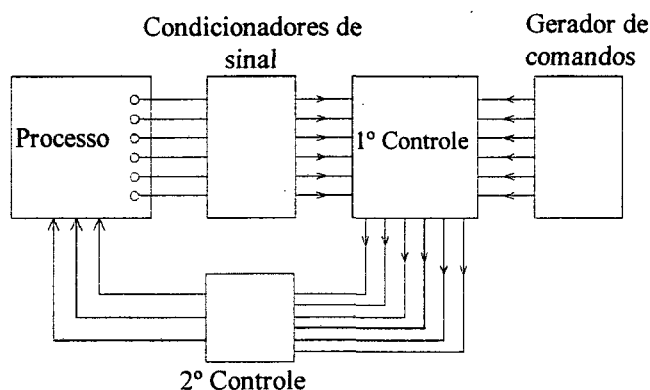


Figura 4.3 - Diagrama de controle em malha fechada



### 4.3 - ELEMENTOS DE CONTROLE EM MALHA FECHADA

Um sistema de controle é utilizado para regular as variáveis de um processo. A questão principal é se o conjunto de parâmetros ajustados no algoritmo vai proporcionar um desempenho adequado, considerando as limitações e requisitos da malha de controle. O conhecimento dos elementos de controle em malha fechada, facilita o manuseio e projeto de controladores automáticos.

A seguir, são apresentados os elementos e conceitos que fazem parte do controle em malha fechada de um processo.

- **Objetivo do sistema de controle**

Idealmente, o objetivo de um sistema de controle em malha fechada de um processo, é garantir o erro do sistema, equação 4.1, tenda a zero.

$$e(t) = y_r(t) - y(t) \quad (4.1)$$

onde  $y_r(t)$  é o nível de referência desejada e  $y(t)$  o sinal do sistema de medição do processo. Especificamente, o objetivo de controle é proporcionar estabilidade ao processo, e a melhor condição de regulação da variável controlada.

- **Estabilidade e instabilidade**

Um sistema de controle linear está em equilíbrio se na ausência de qualquer perturbação ou entrada, a saída permanece no mesmo estado quando o tempo tende para o infinito. A instabilidade é caracterizada por uma perturbação que tira o sistema de seu equilíbrio e a saída diverge indefinidamente sem retornar a um estado de equilíbrio.

Um processo é estável, se na presença de uma perturbação, a saída retorna a condição de equilíbrio anterior. Já um processo é instável, se para uma condição de equilíbrio, uma perturbação é aplicada e a saída diverge.

- **Regulação**

A regulação é caracterizada pelo desempenho de um controlador em malha fechada em zerar o erro em regime permanente sob a presença de perturbações.

- **Amortecimento e frequência natural**

O comportamento da saída de um sistema de controle pode ser comparado, na maioria das aplicações, à resposta de um sistema regido por uma equação diferencial de segunda ordem. Nestes sistemas duas constantes definem o comportamento temporal (qualidade da saída) da forma de onda da curva de saída, são o fator de amortecimento e a frequência natural.

O fator de amortecimento determina a liberdade do sinal de saída de um sistema em oscilar ou não, em torno de um valor a ser alcançado quando chega ao equilíbrio.

A frequência natural, determina o número de oscilações por período de tempo que o sinal de saída apresenta, quando amortecimento é menor que um (Ogata, 1990).

- **Especificações de controle**

O projeto de controladores é consequência de uma série de objetivos a serem alcançados. Estes objetivos são determinados por especificações de projeto e implementação. Dentre estas especificações, destacam-se os tempos de resposta às perturbações e variações de referência, limites de ação de controle e medição e requisitos de software e hardware para controle digital

- **Regulação do transitório**

Em malha fechada, a variação da referência provoca um desequilíbrio inicial no erro (equação 4.1), automaticamente uma ação do controlador é gerada pelo algoritmo de controle no intuito de regular a saída do processo sobre a referência desejada. O desempenho do controlador e os efeitos que a ação de controle provocará no processo,

são determinadas através das especificações de controle e critérios de desempenho pré estabelecidos pelo operador.

#### **4.4 - CONCLUSÃO**

Este capítulo apresentou uma série de conceitos e elementos presentes num experimento de laboratório de um sistema de controle em malha fechada. O objetivo foi reconhecer os elementos para tomada de decisões no projeto de um sistema de controle.

No capítulo 5 apresenta-se os circuitos eletroeletrônicos utilizados na implementação dos processos em escala de laboratório (circuitos de medição e atuação).

## 5. CIRCUITOS CONDICIONADORES PARA MEDIÇÃO E ATUAÇÃO

### 5.1 - INTRODUÇÃO

Na transformação de sinais provenientes de sensores e transdutores, em sinais padronizados para a aquisição e controle de dados de um determinado processo, circuitos construídos com componentes eletrônicos podem ser utilizados de modo a preservar a característica do sinal físico.

Os controladores produzem sinais de baixa potência sendo, portanto, necessário a implementação de circuitos amplificadores para acionamento de cargas (circuitos atuadores). Os circuitos condicionadores de sinal são elementos que uma interface entre a variável física e o restante da malha de controle. Os circuitos atuadores são a interface entre controladores e o sistema de acionamento, o qual atuam amplificando corrente e tensão para o correto funcionamento do sistema em malha fechada (Thompson, 1989; Johnson, 1993; Ozkul, 1996; Ash, 1987; Dally, 1993).

Neste capítulo são apresentados as implementações dos principais circuitos para condicionamento de sinais e atuação, utilizados em processos nos escala de laboratório.

### 5.2 - COMPONENTES CONDICIONADORES DE SINAL

Os componentes do circuito de condicionamento de sinal têm por características alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Estas características, têm significativa importância no sentido de que, um componente do circuito não transfere e nem recebe potência de outros componentes montados antes ou após, apenas os sinais de tensão são transmitidos. A vantagem é a possibilidade de construir circuitos

condicionadores de sinais, cascadeando blocos básicos, sem se preocupar com problemas de impedâncias no circuito.

O elemento básico para os blocos de condicionamento de sinal é o amplificador operacional (amp-op). Um amplificador operacional é um componente eletrônico que possui alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. A saída do amplificador operacional em malha aberta é determinada pela diferença entre as entradas, multiplicadas por um ganho ideal infinito. Na prática a tensão de saída não passa dos limites de alimentação, saturando um pouco abaixo de  $+V_{cc}$ , quando a diferença entre as entradas é positiva, ou um pouco acima de  $-V_{cc}$ , quando a diferença entre as entradas é negativa. No mercado existem vários tipos de amplificadores operacionais, no LCP, o mais utilizado é o modelo LM324, por causa do seu baixo custo em relação a outros similares e de suas especificações de funcionamento, compatíveis com as aplicações.

A seguir descreve-se os condicionadores de sinal que empregam o amplificador operacional. As análises serão realizadas considerando o amp-op ideal.

- **Conversor Tensão-Corrente**

Para controladores em que a entrada de medição da variável do processo, é um sinal em corrente, como por exemplo na escala padrão de 4 a 20 mA, e o sinal de entrada do circuito de condicionamento de sinal é um sinal de tensão, um conversor tensão-corrente deve ser utilizado. A figura 5.1 ilustra o circuito do conversor tensão-corrente onde:

$$I = -\frac{R_2}{R_1 R_3} V_{in} \quad (5.1)$$

$$R_1 (R_3 + R_5) = R_2 R_4 \quad (5.2)$$

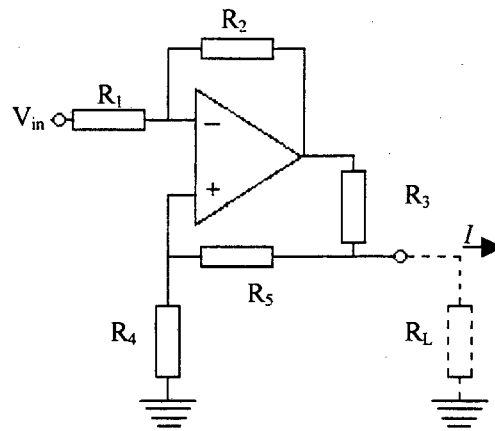


Figura 5.1 - Circuito conversor tensão-corrente

- **Conversor corrente-tensão**

Este tipo de conversor é comum em sistemas de atuação por tensão com controladores com saídas em corrente. A figura 5.2 apresenta o circuito do conversor corrente-tensão, onde

$$V_{out} = IR \quad (5.3)$$

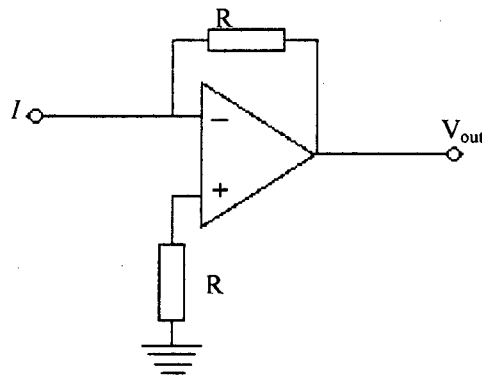


Figura 5.2 - Circuito conversor corrente-tensão

- **Amplificador Inversor**

Este circuito condicionador de sinal amplifica a entrada invertendo o sinal de tensão original. O amplificador inversor tem como configuração a figura 5.3 , onde

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_i} V_{in} \quad (5.4)$$

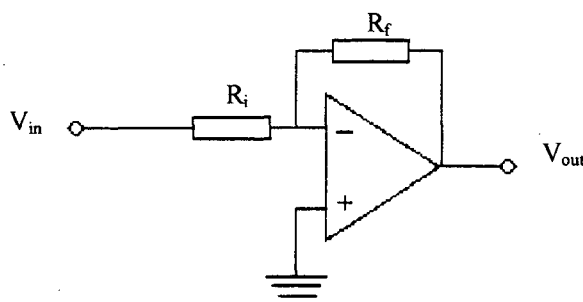


Figura 5.3 - Circuito amplificador inversor

- **Amplificador Não-Inversor**

O amplificador não-inversor (figura 5.4) é um circuito condicionador de sinal, geralmente utilizado em circuitos de atuação para amplificação da tensão de controle sem inversão do sinal de tensão original ( $V_{in}$ ), onde

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in} \quad (5.5)$$

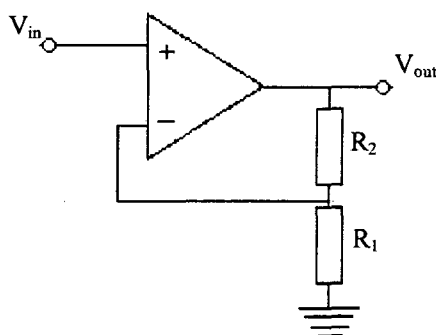


Figura 5.4 - Circuito amplificador não-inversor

- **Amplificador Diferencial**

O amplificador diferencial é um circuito condicionador de sinal que amplifica a diferença entre duas tensões conectadas em duas entradas. Este circuito pode ser utilizado como amplificador primário após uma ponte de Wheatstone, para calibração do

zero da medição. A figura 5.5 mostra o circuito do amplificador diferencial. Da análise do circuito obtém-se.

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (5.6)$$

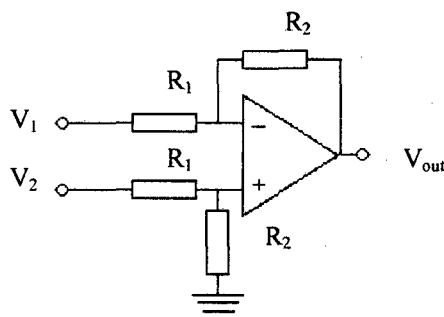


Figura 5.5 - Circuito amplificador diferencial

- **Somador Inversor**

Este circuito condicionador de sinal é utilizado nos casos onde existe a necessidade de soma de um sinal de off-set ou de um sinal auxiliar a um determinado sinal. Na figura 5.6 a implementação do componente é apresentada, onde

$$V_{out} = - \left[ \frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_2}{R_3} V_2 \right] \quad (5.7)$$

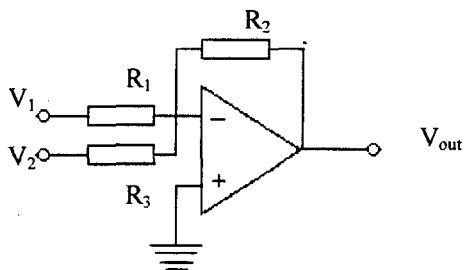


Figura 5.6 - Circuito somador inversor



- **Comparador**

A principal característica de funcionamento de um amplificador operacional ideal, é que a saída é igual a diferença entre as entradas positiva e negativa multiplicadas por um coeficiente infinito. O comparador (figura 5.7) nada mais é que um amplificador operacional em malha aberta. Neste caso, o sinal de tensão conectado à entrada positiva do amplificador operacional é comparado a um patamar tensão de referência conectado na entrada negativa do amplificador operacional. A figura 5.8 ilustra a configuração do comparador, onde é dada por

$$\begin{aligned} V_{out} &= +V_{sat} & \text{se } V_2 > V_1 \\ V_{out} &= -V_{sat} & \text{se } V_2 < V_1 \end{aligned} \quad (5.8)$$

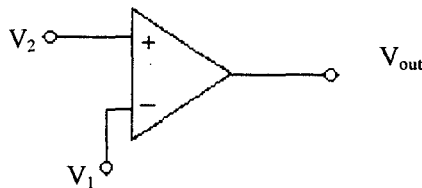


Figura 5.7 - Circuito comparador

e  $V_{sat}$  é tensão de saturação do amplificador operacional.

- **Comparador com Histerese**

Este componente de condicionamento de sinal funciona como o comparador descrito anteriormente. A diferença básica está no fato da saída do circuito possuir uma banda ajustável de histerese. Esta histerese evita o número excessivo de ações liga/desliga, para sinais em torno da tensão de referência. Este tipo de condicionador de sinal é utilizado em um controlador On/Off (refrigeradores, aquecedores, por exemplo), justamente por causa da banda ajustável que evita o chaveamento excessivo e o desgaste do acionamento do sistema. A figura 5.8 ilustra o comparador com histerese, onde a saída é definida por

$$V_{out} = +V_{sat} \quad \text{se } V_{in} > V_{ref}$$

$$V_{out} = -V_{sat} \quad \text{se } V_{in} < V_{ref} \quad (5.9)$$

$$V_{Histerese} = V_{out} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.10)$$

onde  $V_{sat}$  é tensão de saturação do amplificador operacional e  $V_{Histerese}$  é a abertura da banda de histerese da saída.

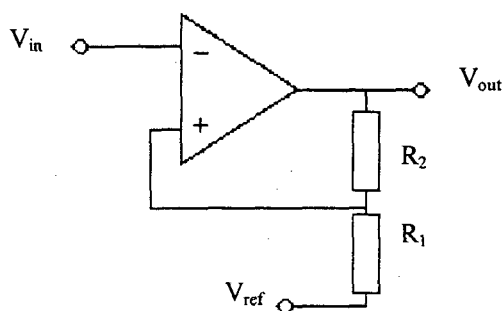


Figura 5.8 - Circuito comparador com histerese

Graficamente a relação  $V_{in}/V_{out}$  é definida pela figura 5.9.

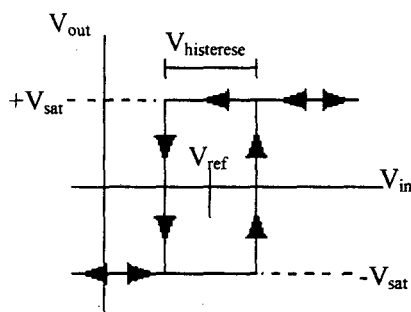


Figura 5.9 – Relação entrada/saída ( $V_{in}/V_{out}$ ) do circuito comparador com histerese

- **Seguidor de Tensão**

O seguidor de tensão ou "buffer", é um condicionador de sinal com ganho unitário, alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Essencialmente ele é um conversor de tensão com alta impedância na mesma tensão com baixa impedância. Pode ser utilizado por exemplo para fazer o casamento de impedâncias entre sistemas

$$V_{out} = V_{in} \quad (5.11)$$

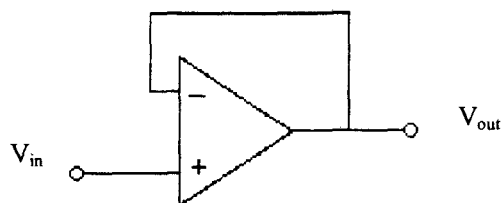


Figura 5.10 - Circuito seguidor de tensão

### • Integrador

O integrador é o condicionador de sinal que integra a entrada de tensão e amplifica-a por um ganho. Este tipo de condicionador de sinal é utilizado em controladores com ajuste da banda integral. Na saída de integração o sinal de tensão é invertido, como mostra a equação 5.12. A figura 5.11 mostra o circuito do integrador ideal, que na prática necessita de um caminho DC da saída à entrada inversora para seu correto funcionamento.

$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int V_{in} . dt \quad (5.12)$$

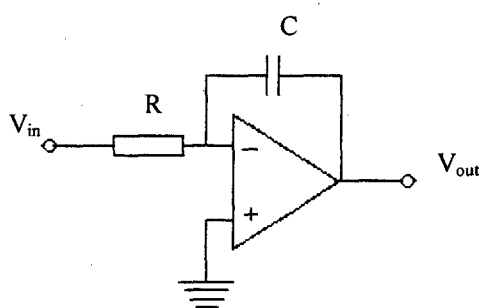


Figura 5.11 - Circuito integrador

### • Diferenciador

O circuito diferenciador é um condicionador de sinal no qual a saída é proporcional à derivada da entrada. A figura 5.12 apresenta o circuito do condicionador.

A equação 5.13 apresenta a relação entrada/saída do circuito ideal, que da mesma forma que o circuito integrador, na prática existe a necessidade de se um caminho DC entre a saída e a entrada inversora.

$$V_{out} = -RC \frac{dV_{in}}{dt} \quad (5.13)$$

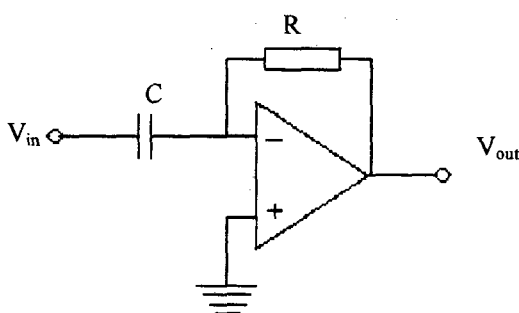


Figura 5.12 - Circuito diferenciador

- **Filtros**

Em muitas aplicações em instrumentação o sinal de um transdutor vem acompanhado de ruídos e sinais parasitas. Para atenuar estes tipos de sinais indesejados, utiliza-se circuitos conhecidos como filtros (Hrerabetzky, 1997). Dois tipos de filtro são utilizados comumente de acordo com o tipo de sinal : os filtros RC passa-baixas e RC passa-altas.

Nos circuitos apresentados a seguir, pode ocorrer transferência de carga (corrente) para a saída ou da entrada para o circuito, este problema pode ser solucionado utilizando-se seguidores de tensão na entrada e na saída.

### **Filtros Passa-altas**

O filtro passa-altas pode ser implementado com um capacitor e resistor conforme descrito na figura 5.13. Esta configuração de componentes (R e C), atenua sinais de baixa frequência com ganhos menores que 1 dependendo da frequência, deixando passar os sinais de alta frequência com ganho igual a 1.

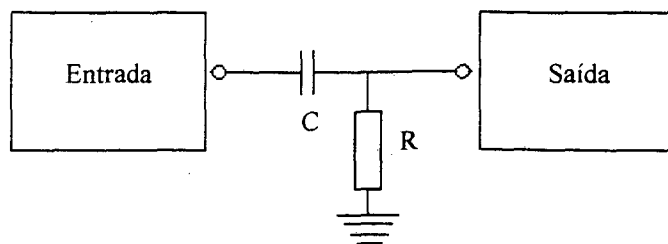


Figura 5.13 - Filtro passa-altas

Analisando o diagrama de Bode para o filtro passa-altas com valor  $RC = 1$ , tem-se a figura 5.14.

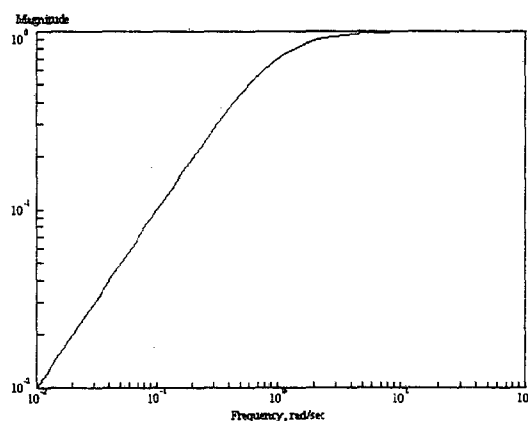


Figura 5.14 - Diagrama frequencial do filtro passa-altas

### Filtros passa-baixas

O filtro passa-baixas é um circuito baseado em um capacitor e um resistor como descrito na figura 5.15, que atenua sinais de alta frequência, com ganhos menores que um, inversamente proporcionais à frequência de entrada, deixando passar os sinais entrada de baixa frequência com ganhos de um (aplicado à atenuação de ruídos).

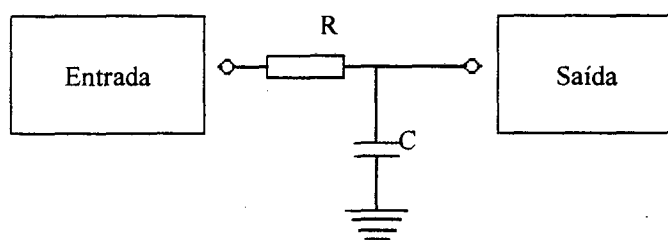


Figura 5.15 - Filtro passa-baixas

A figura 5.16 apresenta um diagrama de Bode para o filtro passa-baixas com valor  $RC = 1$

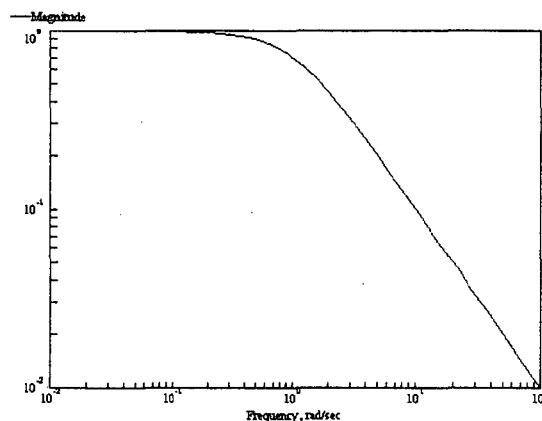


Figura 5.16 - Diagrama frequencial do filtro passa-baixas

- **Ponte de Wheatstone**

A ponte de Wheatstone (figura 5.17), é uma rede passiva freqüentemente utilizada para medição de impedâncias pela técnica do casamento de potenciais. Com este circuito é possível calcular impedâncias desconhecidas, ou em instrumentação para a medição de uma determinada variável, onde sensores resistivos sejam utilizados. (potênciômetros para posição, NTC para temperatura, LDR para luminosidade, *strain gages* para pressão).

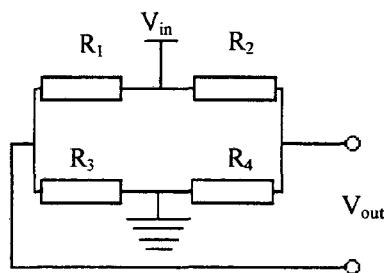


Figura 5.17 - Esquemático da ponte de Wheatstone

Na ponte de Wheatstone utiliza-se uma tensão de alimentação e a saída da ponte  $V_{out}$ , está equilibrada ou de nível zero, somente se a relação de resistências descrita na equação 5.14 é verdadeira, isto é.

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad (5.14)$$

Numa aplicação onde as quatro resistências são iguais a  $R$  e uma pequena variação de resistência ocorre em uma delas, a tensão de saída é dada pela equação:

$$V_{out} = R \frac{V_{in}}{4R} \quad (5.15)$$

Aplicações típicas em circuitos de instrumentação (por exemplo, medição de posição), decorrem de variações expressivas nas resistências da ponte. Nesse caso a equação 5.16 descreve o comportamento da tensão de saída.

$$V_{out} = \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} V_{in} \quad (5.16)$$

### 5.3 - CIRCUITOS DE ACIONAMENTOS DE ATUADORES EM PROCESSOS

Aplicações de baixo custo requerem atuadores de baixo custo. Nas implementações desenvolvidas no LCP o motor DC é o atuador mais aplicado.

Motores DC são extremamente versáteis, aliando o baixo custo e funcionalidade em suas aplicações industriais. Podem por exemplo, ser utilizados em dispositivos de acionamentos de servoválvulas, processos de velocidade e posição.

A atuação em processos também podem apresentar-se na forma de resistências elétricas, para sistemas de aquecimento, ou lâmpadas em processos de luminosidade.

Este trabalho descreve alguns protótipos de ensino que empregam motores DC e uma lâmpada para controle de luminosidade. Nos processos estudados foram utilizados acionamentos baseados em pontes de transistores na configuração Darlington e circuitos conversores PWM.

- **Ponte Transistores Darlington**

Para acionamento de uma carga onde necessita-se maior potência que o sistema condicionador de sinal fornece, um sistema de amplificação de potência do tipo Darlington, pode ser uma solução. Neste amplificador, dois transistores são colocados em forma de ponte como apresenta a figura 5.18. O primeiro transistor tem sua base conectada ao sinal de referência a ser aplicado na carga RL, servindo de chave para o segundo transistor controlar a potência das fonte  $V_f$  sobre a carga.

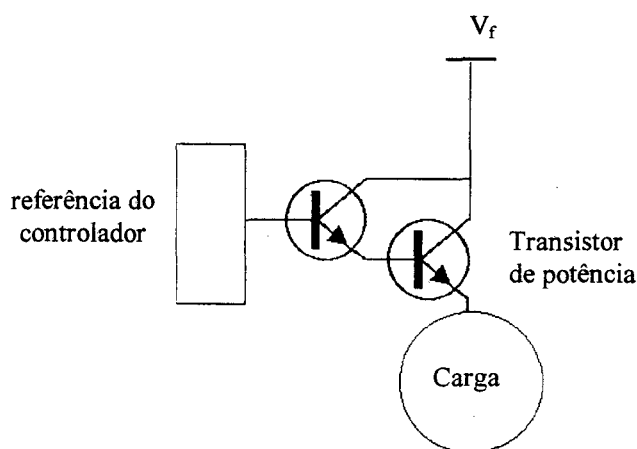


Figura 5.18 - Amplificador de potência por ponte de transistores (Darlington)

As vantagens do acionamento Darlington, são a linearidade em relação à tensão de entrada na base do primeiro transistor e a saída para a carga. A desvantagem do circuito Darlington é a dificuldade de acionamento de cargas baseadas em motores DC. Estas cargas podem possuir atritos que dificultam o acionamento do sistema a partir do seu estado estacionário (atrito estático). Outra desvantagem é o offset resultante da presença de dois diodos internos a cada transistor. Neste caso, ocorre uma queda de tensão de 1.4 volts (0.7 volts de cada diodo). Uma solução é a inclusão no circuito de condicionamento do sinal de atuação de um offset positivo tal que elimine o offset negativo provocado pelos diodos e acione o processo ou deixe-o na eminência de movimento minimizando o atrito estático. Transistores como o BC548, BC558, TIP 41, TIP 42, TIP 3055, ou TIP 2955 (ou equivalentes), são exemplos de transistores que implementam o circuito de amplificação de Darlington para várias potências especificadas, são facilmente encontrados no mercado e, além disso, são de baixo custo.



### • Circuito PWM

Circuitos baseados em transistores para amplificação de potência, dissipam energia no acionamento de uma carga. Esta perda de energia significa aumento de custos no acionamento de uma carga e a desnecessária produção calor. Um circuito alternativo é o PWM (Pulse Width Modulation - Modulador por Largura de Pulso) (Perin, 1998).

O funcionamento básico do circuito compreende a comparação de uma onda triangular com o sinal de entrada. Esta onda triangular deve ter os limites dentro da faixa de operação da entrada de controle, sua frequência é função de um oscilador, interno ou externo, que deve gerar o sinal numa frequência de preferencialmente alta frequência (na faixa KHz) tal que não interfira na dinâmica do processo, em termos da constante de tempo do sistema de atuação.

Na saída do comparador, um sinal oscilatório na forma retangular apresenta o nível ativado se a entrada de controle é maior que a referência triangular, ou desativado caso contrário. Portanto, a onda de saída é modulada na largura de seu pulso em função da entrada aplicada. A figura 5.19 apresenta os sinais, mostrando a característica do funcionamento do amplificador PWM.

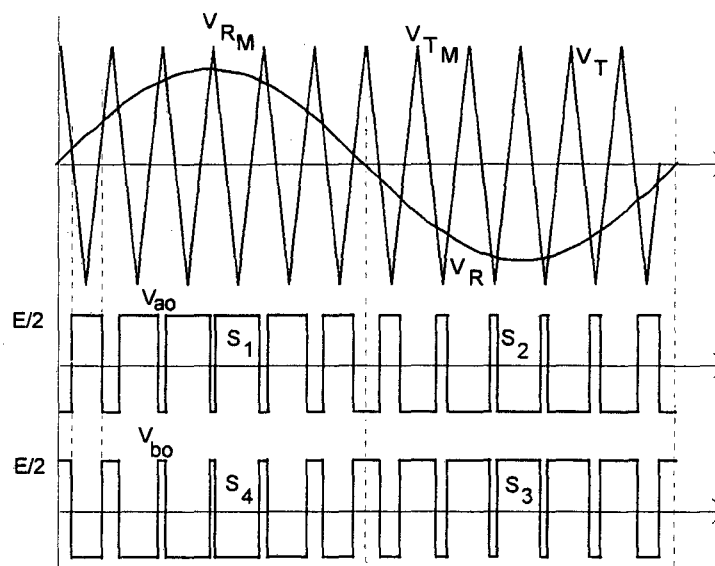


Figura 5.19 - Relação entrada/saída do circuito PWM

onde,  $V_{ao}$  e  $V_{bo}$  são as saídas do PWM,  $V_{RM}$  é a tensão de referência triangular e  $V_R$  é a tensão de controle.

Os circuitos PWM podem ser construídos com amplificadores operacionais (LM 324, por exemplo) em conjunto com um comparador (LM339) e um circuito gerador da onda triangular, no caso o 555, ou então através de circuitos integrados já existentes no mercado que incorporam os componentes do PWM (um exemplo pode ser os CI's (SG3525 ou SG3524).

#### 5.4 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado os componentes eletrônicos mais comuns nas implementações de circuitos de condicionamento de sinal de medição e atuação em processos práticos.

No LCP quando um tipo específico de processo é proposto para ser utilizado em pesquisas e aulas práticas, são estes circuitos discutidos anteriormente que são utilizados na implementação dos circuitos de medição e atuação. No capítulo 6, são apresentados três exemplos de processos desenvolvidos no LCP, onde são descritos os condicionadores de sinal utilizados.

## 6. ESTUDO DE CASOS DE PROCESSOS EM ESCALA DE LABORATÓRIO

### 6.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados três processos em escala de laboratório. O objetivo é um estudo de caso para discussão e análise das características de cada processo, em função das especificações apresentadas no capítulo 3. Para esta análise, foram selecionados os processos fan-and-plate, velocidade e luminosidade. Isto deve-se às características físicas e de controle de cada um, para refletir e abranger um número máximo possível de critérios, como o tipo de sensor utilizado em cada processo, os dispositivos atuadores e as dinâmicas em malha aberta (Gomes, 1997; Piccoli, 1997; Santos, 1998; Silva, 1996; Simas, 1997).

O capítulo é dividido em três partes, sendo os projetos apresentados levando -se em conta aspectos didáticos, físicos e os aspectos de modelagem.

### 6.2 - PROCESSO FAN-AND-PLATE

O processo fan-and-plate (figura.6.1) é um processo clássico presente em diversas instituições de ensino, não sendo comum encontrá-lo em aplicações reais.

Consiste de um sistema de controle do ângulo de uma pá, na saída de um duto de ar, atuando-se no fluxo de ar produzido por uma hélice acoplada num motor.



Figura 6.1 - Fotografia do processo fan-and-plate

Outra forma de apresentação do processo, consiste em um ventilador que atua diretamente sobre uma pá, sem a presença do duto que minimiza a ação da turbulência do fluxo, ou cuidados especiais com o atrito entre a pá e o sensor de medição do ângulo que é realizada por um potenciômetro.

A montagem do processo fan-and-plate executada no LCP, apresenta um sistema mais apropriado para condução do ar entre ventilador e placa, minimizando as turbulências e, adicionalmente, o sensor de medição do ângulo, no caso do tipo ótico, que foi desenvolvido para minimizar o atrito do eixo da pá, tornando mais linear e confiável o sinal de medição.

### **6.2.1 - CARACTERÍSTICAS FÍSICAS E DE CONTROLE DO PROCESSO FAN-AND-PLATE**

O processo fan-and-plate, possui características interessantes para aplicação prática de ensino de controle uma vez que:

- Fluxo menos turbulento: Característica determinada pelo duto que torna o fluxo mais laminar;
- Sensor não intrusivo: O eixo da pá do processo está montada sobre rolamentos e o disco de acrílico não tem qualquer contato físico com o

restante do sensor, somente com o eixo. Isto minimiza a ação do atrito do sensor, diminuindo a influência do atrito estático;

- Fácil manutenção: O processo foi desenvolvido com componentes básicos implementados com amplificadores operacionais (LM324), de baixo custo e fácil aquisição no mercado;
- O processo satisfaz as especificações de um processo em escala de laboratório, uma vez que produz sensações visuais e auditivas na realização dos experimentos;
- Processo com pólos complexos estáveis em malha aberta. O processo fan-and-plate possibilita a experimentação prática deste tipo de dinâmica.

### 6.2.2 - DESCRIÇÃO DA INSTRUMENTAÇÃO DO PROCESSO FAN-AND-PLATE

Neste processo, um motor DC de baixa potência, utiliza-se de um sistema de acionamento baseado numa ponte de transistores na configuração Darlington, para comandar uma hélice transversal. O sistema de hélice gera o fluxo de ar no interior do duto em função da tensão aplicada ao motor. O fluxo de ar gerado pelas pás transversais da hélice, flui no interior de um duto de área de seção retangular de saída com 25 mm de altura e 90 mm de largura e irregular, pois há um afunilamento no comprimento, onde a dimensão do duto é de 500 mm entre a saída e o ventilador. Na saída do duto, uma pá retangular é colocada a uma distância fixa de 65 mm da saída do duto. A pá é movimentada como num sistema de pêndulo, girando em torno de um eixo na parte superior responsável por sua sustentação. Nas laterais do duto de condução do ar, duas portas de saída de fluxo provocam perturbações mecânicas, disponíveis a análise regulatória de controle. O objetivo de controle é o ângulo desta pá. Na figura 6.2 é apresentado uma figura esquemática dos componentes físicos e das variáveis influentes do processo fan-and-plate.

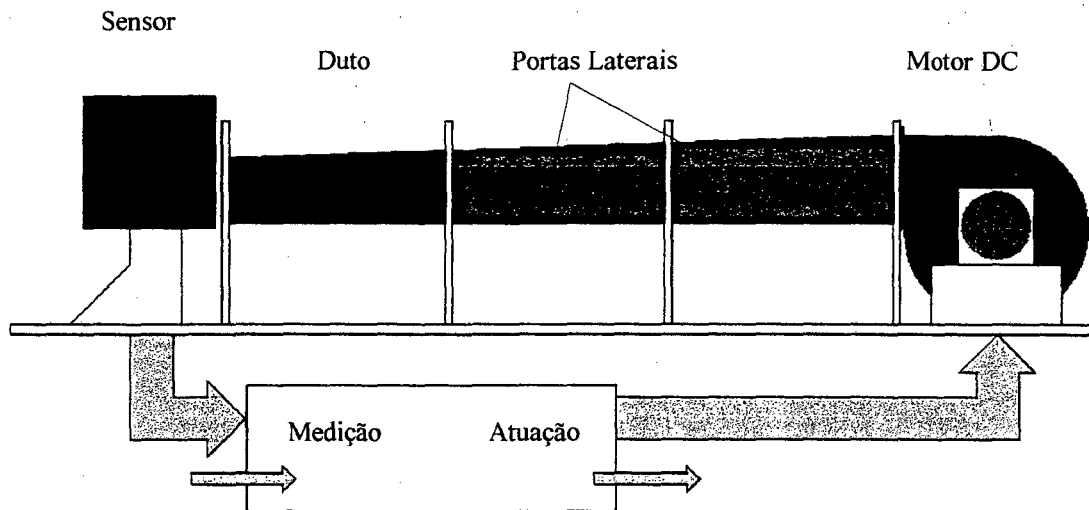


Figura 6.2 - Esquemático do processo fan-and-plate

Para se realizar a medição do ângulo da pá ( $\theta$ ), um sensor constituído de um diodo emissor de luz (LED) e um detetor de intensidade luminosa resistivo (LDR - Light Dependent Resistor) são montados em uma caixa fixada numa das hastes de sustentação da pá. O sensor opera pela rotação de um disco em acrílico, acoplado ao eixo de rotação da pá (figura 6.3). Este disco, está graduado numa escala de cinza. O LED emite luz continuamente e do outro lado do disco em acrílico o LDR, recebe a luz e varia sua resistência em função da rotação do disco em acrílico acoplado. Para transformar a variação de resistência do LDR em um sinal de tensão, uma ponte de Wheatstone é utilizada.

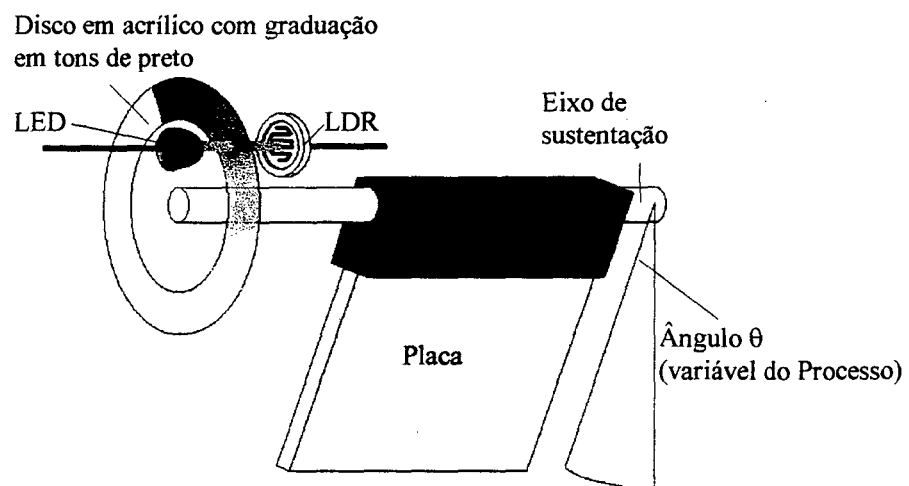


Figura 6.3 - Esquemático do sensor do processo fan-and-plate

Para executar perturbações mecânicas, o processo fan-and-plate, conta com duas portas laterais no duto de condução do ar. As portas provocam uma perda de fluxo, e a consequentemente queda no ângulo da pá. Na saída do duto de condução de ar, uma terceira porta restringe o fluxo, também provocando uma queda no ângulo da pá.

No circuito de condicionamento de sinal (figura 6.4), para disponibilização da variável do processo na escala de 0 a 5 volts correspondente ao ângulo da pá, são utilizados os blocos básicos, mostrados no capítulo 5, baseados em amplificadores operacionais. O circuito conta com uma ponte de Wheatstone, para transformação da variação da resistência do LDR em uma variação de tensão. Neste ponto é calibrado o "zero" do sistema de medição (mínimo ângulo correspondente a zero volts). No estágio seguinte um amplificador diferencial calcula a diferença de tensão resultante na ponte provocada pela deflexão da pá. Um amplificador inversor é montado após o amplificador diferencial, para amplificação do sinal de medição. Este amplificador tem sua resistência de realimentação variável para calibração do "span" ou fundo de escala do sistema de medição.

Na saída do sistema do amplificador inversor do circuito de calibração do "span", um filtro RC de primeira ordem é implementado para melhorar o sinal de medição minimizando a influência dos ruídos.

Um sinal eletrônico acionado por chave é implementado para possibilitar o estudo de regulação da perturbação de carga no controle em malha fechada do sistema. O circuito de perturbação consiste de um divisor de tensão implementado num potenciômetro de precisão, com tensão ajustável na faixa de 0 a 5 volts. Este sinal de perturbação é acionado por uma chave, e subtrai o sinal de saída do filtro passa-baixas do condicionador de sinal do processo fan-and-plate, do sinal de tensão pré-ajustado. Um LED indica se a perturbação está ligada ou não. Com este condicionador de sinal, tem-se a possibilidade de ajustar o processo fan-and-plate para operar em faixas ajustadas de 0 a 5 volts de saída em tensão proporcional ao ângulo da pá do processo, o objetivo de controle.

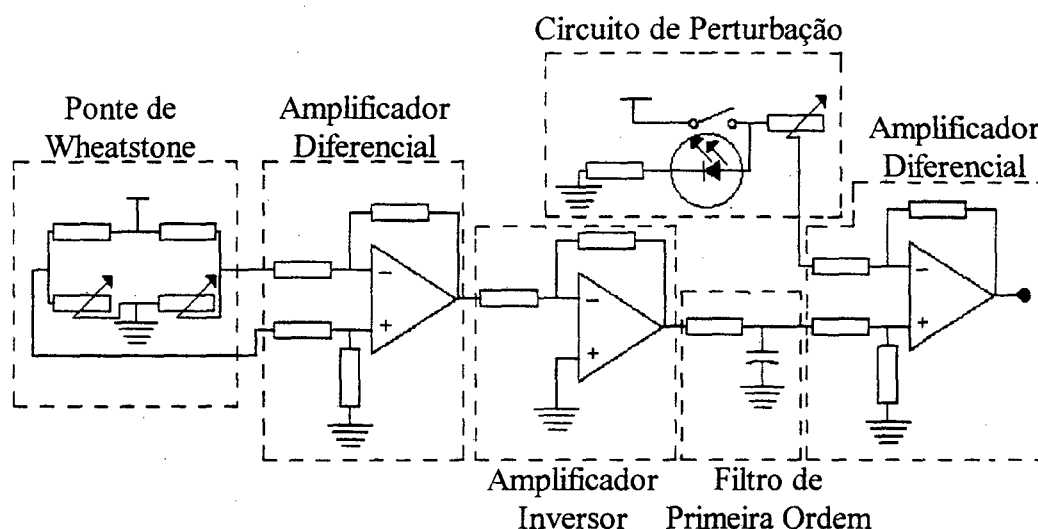


Figura 6.4 - Circuito de condicionamento de sinal do processo fan-and-plate

Para a atuação (figura 6.5) do motor DC no processo fan-and-plate, um circuito amplificador de corrente e tensão foi implementado. Este circuito tem por entrada o sinal de 0 a 5 volts indicada como VC (variável de controle). O sinal da VC, passa por um buffer, implementado para isolar o sistema de atuação do sistema de controle. Após este estágio, o sinal passa por um amplificador não-inversor que possui um diodo de proteção para evitar que tensões negativas interfiram na atuação. Um segundo amplificador não-inversor é montado após o amplificador não-inversor de proteção, aqui o sinal de entrada VC da faixa de 0 a 5 volts é amplificado para a faixa de 0 a 24 volts, que é a faixa de operação do motor DC. Para conexão com o motor DC, uma ponte de transistores na configuração Darlington amplifica a corrente da tensão de saída do amplificador não-inversor e aciona o motor DC. Como o motor DC funciona na faixa de 0 a 24 volts, uma alimentação auxiliar foi incluída no fan-and-plate.



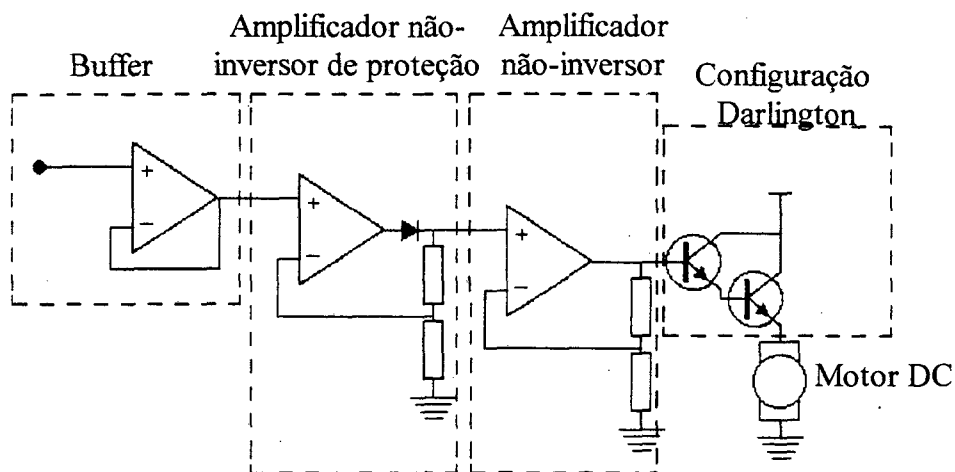


Figura 6.5 - Circuito de atuação do processo fan-and-plate

### 6.2.3 - ASPECTOS DE MODELAGEM DO PROCESSO FAN-AND PLATE

Para analisar o processo fan-and-plate em malha aberta, foram realizados experimentos práticos de levantamento das características de entrada e saída do processo (curva de ganhos, função de transferência e levantamento da função de transferência).

#### • CURVA DE GANHOS

Para obter a curva de ganhos do processo fan-and-plate foram realizadas medições da relação entrada/saída a partir de degraus pré-ajustados na faixa de 0 a 5 volts com passo 0.5 volts. Os resultados são mostrados na figura 6.6; que é a curva característica da relação saída/entrada.

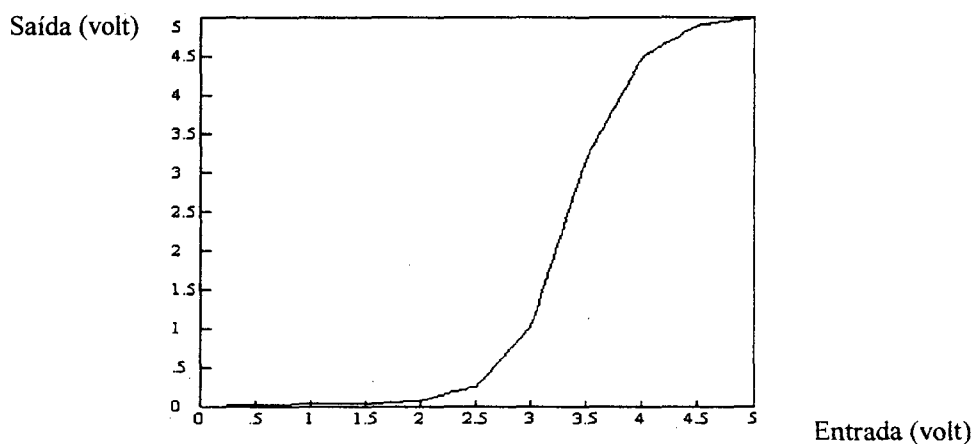


Figura 6.6 - Relação saída/entrada do ganho em regime permanente para o processo fan-and-plate

- **MODELO DINÂMICO DO PROCESSO FAN-AND-PLATE**

Aspectos de modelagem são discutidos em aulas teóricas e auxiliam no projeto de controladores. Por isso o conhecimento das dinâmicas envolvidas no processo fan-and-plate pode auxiliar o aluno na determinação da dinâmica dominante, na tomada de decisões sobre qual melhor estratégia utilizar para um dado ponto de funcionamento e quais simplificações podem ser realizadas para melhor compreender o comportamento do processo em malha aberta.

Para a modelagem do processo fan-and-plate, foi analisado a ordem da função de transferência que representa aproximadamente o processo. Esta aproximação considerou as partes eletromecânicas dos componentes do processo.

A partir da entrada de controle, a VC de 0 a 5 volts até a sinal de saída proporcional a declinação da pá (VP de 0 a 5 volts), e, caminhando através dos elementos eletromecânicos que constituem o processo fan-and-plate, destaca-se:

- Amplificador de tensão e corrente para acionamento do motor: pode ser representado como um ganho simples, pois as constantes elétricas dos componentes eletrônicos são baixas e podem ser desprezadas. Portanto, tem-se uma constante  $K_{am}$ ;
- Relação tensão de entrada do motor e velocidade de rotação da hélice: sistema de segunda ordem com pólos reais estáveis, de acordo com (Ogata, 1990). Entretanto o sistema motor DC pode ser simplificado e representado por um sistema de primeira ordem com ganho  $K_m$  e constante de tempo  $\zeta_m$ ;
- Deslocamento do ar no interior do duto: o diferencial de pressão provocado pelo acréscimo infinitesimal da rotação da hélice ( $d\omega/dt$ ) gera um acréscimo infinitesimal do fluxo da saída do processo fan-and-plate ( $d\phi/dt$ ). Esta equação diferencial e a representação por função de transferência pode ser descrita como de primeira ordem com ganho estático  $K_f$  e constante de tempo  $\zeta_f$ ;
- Atraso de transporte: existe um caminho a ser percorrido pelo fluxo de ar entre a hélice e a pá. Portanto esta ação caracteriza um atraso de transporte no sistema, que pode ser representado por  $e^{-s\theta_f}$ ;

- Pá montada na saída: este sistema é análogo ao de um pêndulo. Logo, sendo representado por um sistema de segunda ordem com pólos complexos estáveis com frequência natural  $\omega_{np}$ , amortecimento  $\zeta_p$  e ganho  $K_p$ . Devido ao atrito os pólos estão próximos ao eixo imaginário, destacando sua dominância na função de transferência de malha aberta;
- Sensor baseado no LDR: Sistema de primeira ordem, com pequena constante de tempo que torna desprezível sua influência na resposta, por isso sua representação pode ser descrita por um ganho  $K_s$ ;
- Circuito condicionador de sinal (zero/span): Este circuito não possui dinâmicas expressivas, (capacitores ou elementos que venham a armazenar carga), por isso sua representação é por um ganho  $K_{cs}$ ;
- Filtro de saída: Circuito RC de primeira ordem, com pequena constante de tempo. O filtro é representado por uma função de transferência de primeira ordem com ganho estático  $K_{RC}$  igual a 1 e constante de tempo  $\zeta_{RC}$ .

Assim, partindo-se desta análise, é possível representar o processo fan-and-plate conforme um diagrama de blocos da figura 6.7

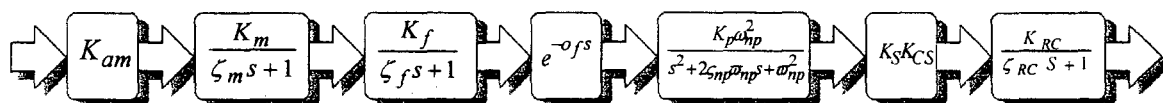


Figura 6.7 - Diagrama de blocos do processo Fan-and-Plate

Pela análise das dinâmicas dos componentes do processo, é possível constatar que este tem dominância de terceira ordem em malha aberta (movimento da pá e o filtro de saída). Este comportamento, inviabiliza a estimação da função de transferência do processo por métodos clássicos, como a aproximação da curva por uma função de transferência de segunda ordem. Por ser mais adequado a situação, no levantamento do modelo do processo fan-and-plate, foi realizada uma série de experimentações utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo (Coelho, 1997).

Para execução do algoritmo de mínimos quadrados recursivo, foi utilizado um computador tipo IBM PC, com clock de 40 MHz e uma placa de aquisição de dados de

8 bits e período de amostragem de 100ms. As funções de transferência discretas nas faixas de operação estão indicadas na tabela 6.1. Nesta análise foi estimado um modelo matemático com polinômio de terceira ordem para os pólos (dinâmica do filtro e da pá dominantes) e um polinômio de segunda ordem para os zeros, no sentido de obter a dinâmica correspondente ao atraso de transporte.

No procedimento de estimação primeiro aplicou-se um ruído aleatório gerado pelo computador na faixa de operação como descrito na tabela 6.1. Para validação dos resultados, um segundo sinal (PRBS - "Pseudo Random Binary Sequence", sinal aleatório com magnitude máxima e mínima correspondentes às tensões máximas e mínimas de cada faixa de operação dos ruídos aplicados) foi aplicado ao processo fan-and-plate e a função discreta estimada. Comparou-se os sinais de saída de cada sistema e calculou-se o SEQ (Somatório do Erro Quadrático) para avaliar a precisão da estimação.

Tabela 6.1 - Funções de transferências discretas estimadas por faixas de operação

Faixa de Operação (volts)	Função de transferência discreta	SEQ
$2 \pm 0.5$	$\frac{VP(z^{-1})}{VC(z^{-1})} = \frac{z^{-1}(-0.0048z^{-1} + 0.033z^{-2})}{1 - 1.105z^{-1} + 0.091z^{-2} + 0.25z^{-3}}$	3.98
$3 \pm 0.5$	$\frac{VP(z^{-1})}{VC(z^{-1})} = \frac{z^{-1}(-0.035z^{-1} + 0.087z^{-2})}{1 - 1.677z^{-1} + 0.995z^{-2} - 0.203z^{-3}}$	11.8
$4 \pm 0.5$	$\frac{VP(z^{-1})}{VC(z^{-1})} = \frac{z^{-1}(+0.088z^{-1} + 0.0903z^{-2})}{1 - 0.9589z^{-1} + 0.125z^{-2} + 0.021z^{-3}}$	48.28

Pela tabela 6.1, observa-se que as funções de transferência para o fan-and-plate são variantes (variam os pólos e zeros da faixa de operação), identificando a característica não-linear do processo. A configuração dos pólos mostraram um comportamento menos amortecido (mais oscilatório) nos pontos de operação no início

da faixa de trabalho e mais amortecido (menos oscilatório) no final na faixa de operação do processo.

O SEQ mostrou que na primeira faixa de operação, o processo fan-and-plate apresenta o modelo mais aproximado do real para esta configuração de pólos e zeros. Nas outras faixas ocorre um aumento do SEQ quase exponencial, mostrando que o modelo discreto com três pólos e dois zeros, perde em precisão. Isto se deve a influência de não-linearidades tipo turbulências, pois o processo nesta condição opera com um maior fluxo de ar.

### 6.3 - PROCESSO DE VELOCIDADE

Plantas que utilizam motores para realização de uma determinada tarefa, necessitam de controle para manter a velocidade dentro de especificações e padrões de desempenho e qualidade. No ensino de controle, os processos de velocidade servem como uma poderosa ferramenta de ensino da teoria e prática, no sentido de proporcionar uma melhor percepção sobre os conceitos nas disciplinas. Com o objetivo de apresentar este tipo de sistema, o LCP desenvolveu um sistema de controle de velocidade em escala de laboratório. O processo constitui-se, basicamente, de um sistema de polias: a maior serve de carga e outra menor acoplada ao motor DC. O objetivo é de controlar a velocidade do motor DC. A figura 6.10 mostra uma foto do processo de velocidade.



Figura 6.10 - Foto do processo de velocidade

### 6.3.1 - CARACTERÍSTICAS FÍSICAS E DE CONTROLE DO PROCESSO DE VELOCIDADE

O processo de velocidade possui como aspectos relevantes a teoria de controle as seguintes características:

- Linearidade: Experimentos realizados por aproximação em toda a faixa de operação do processo de velocidade mostraram que as constantes de tempo do processo e os ganhos estáticos relacionados, não se alteram de forma significativa, tornando o processo em malha aberta linear e, portanto, aplicável aos projetos de controladores clássicos e análise práticas de conceitos relacionados a sistemas lineares;
- Baixo Custo: A componente mecânica principal do processo de velocidade, o conjunto motor-polias, é simplesmente sucata reaproveitada, sendo que o custo maior do processo é devido aos componentes eletrônicos adquiridos para montagem dos circuitos de acionamento e medição;
- Sensações visuais: Apesar de silencioso no funcionamento, o processo de velocidade produz sensações visuais quanto à rotação do motor DC/polias e a presença de perturbações.

### 6.3.2- DESCRIÇÃO DA INSTRUMENTAÇÃO DO PROCESSO DE VELOCIDADE

Para ser um processo de baixo custo, o processo de velocidade foi implementado a partir da peça principal de sustentação de um *drive* de disquetes de 5 1/4 pol. A base do drive foi montada numa peça em alumínio para acondicionamento dos circuitos de medição e atuação. Um painel frontal disponibiliza os sinais de entrada e saída, duas chaves para aplicação de perturbação elétrica e/ou mecânica e uma chave liga/desliga para alimentação do processo.

O objetivo do sistema de velocidade é controlar a rotação de um motor DC 12 volts o qual possui uma polia com um raio 4 mm acoplada ao seu eixo principal. Uma correia de borracha faz a ligação mecânica entre a polia do motor a outra polia de maior

raio com cerca de 32 mm, utilizada como carga para o processo e determinante para a dinâmica de funcionamento. A segunda polia está montada sob dois rolamentos de baixo atrito. Um dispositivo mecânico implementado com um rele, acionado por tensão DC 12Volts, aumenta a carga do sistema, servindo como uma perturbação mecânica disponível as experimentações de regulação de referência. A figura 6.11 dá uma visão geral dos dispositivos do processo de velocidade.

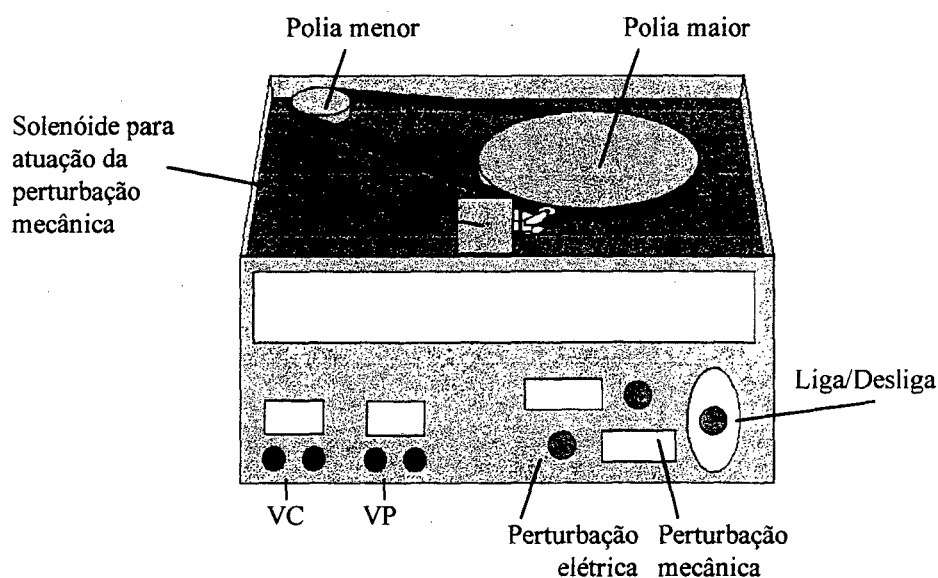


Figura 6.11 - Esquemático do processo de velocidade

Para acionar o motor DC, um circuito composto de um estágio de amplificadores e um circuito PWM, foi implementado (figura 6.12), utilizando circuito SG3525, encontrado no mercado. Na montagem implementada no processo de velocidade, um amplificador de sinal foi inserido, antes do PWM, para ajuste de tensão na faixa de trabalho do circuito (1 a 3 volts).

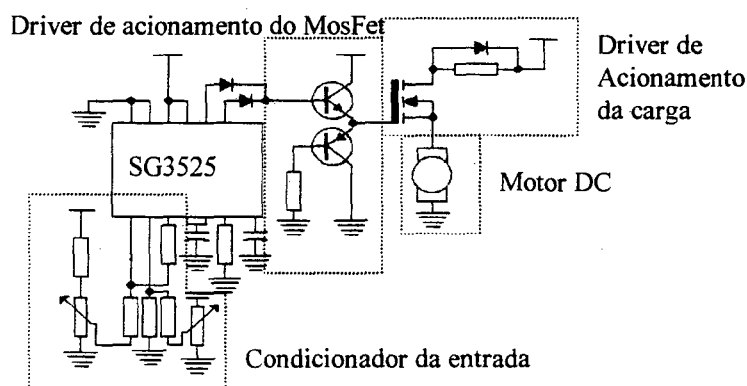


Figura 6.12 - Esquema do circuito de acionamento do processo de velocidade

A medição da velocidade (figura 6.13) é realizada por um tacômetro que transforma a velocidade do motor DC em uma tensão alternada variante em frequência e amplitude. Como o sinal é de baixa amplitude de tensão é necessário a utilização de um amplificador de alto ganho e um circuito de filtragem do tipo passa-baixas para minimizar os ruídos indesejáveis. Para gerar o "zero" da medição, sem influência significativa do atrito estático, um sinal de tensão de offset é somado a tensão do motor (próximo ao ponto de funcionamento). Para o "span", um amplificador de tensão é utilizado após o filtro passa-baixas, onde ajusta-se a tensão máxima de saída em 5 volts. Um segundo amplificador foi implementado antes do circuito PWM com o objetivo de ajustar da velocidade máxima de rotação do motor.

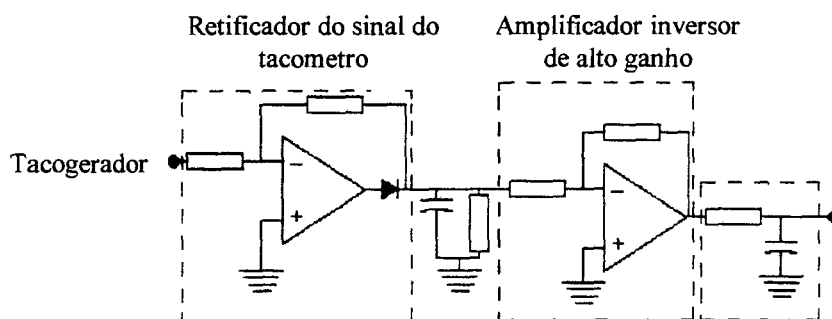


Figura 6.13 - Diagrama do circuito de condicionamento de sinal do processo de velocidade

Adicionalmente ao processo de velocidade, dois sistemas de geração de perturbação em degrau foram implementados. O primeiro é uma perturbação eletrônica, onde um sinal de 0,5 volt é subtraído da variável de controle do processo (VC). Isto é, portanto, uma perturbação da entrada do sistema. Esta perturbação é acionada por uma chave liga/desliga montada no painel frontal do processo de velocidade. A segunda perturbação disponível é proporcionada por uma solenóide acionada por uma chave montada no painel frontal do processo. O solenóide provoca um aumento na carga no sistema pela ação de uma pequena roda que entra em contato com o disco maior do



processo de velocidade, funcionando como um freio. Isto caracteriza uma outra perturbação no processo, neste caso, uma perturbação de velocidade.

### 6.3.3- ASPECTOS DE MODELAGEM DO PROCESSO DE VELOCIDADE

- CURVA DE GANHOS

Inicialmente foi analisado a curva saída/entrada para o processo de velocidade em regime permanente (figura 6.14). O objetivo deste estudo é avaliar e observar a condição de linearidade do processo em termos dos ganhos em regime permanente. A experimentação foi realizada aplicando-se uma série de sinais em degrau na entrada do processo, em patamares na faixa de 0 a 5 volts com espaçamento de 0.5 volts.

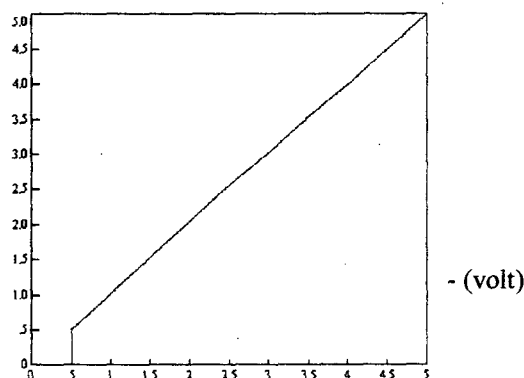


Figura 6.14 - Relação entrada e saída em regime permanente para o processo de velocidade

A experimentação de avaliação da curva de resposta saída/entrada, demonstrou que o processo de velocidade possui um comportamento linear quanto ao ganho de malha aberta. Este comportamento é interessante em práticas iniciais de laboratório, neste caso o aluno pode comprovar na prática a teoria de controle aprendida em sala de aula.

- **MODELO DO PROCESSO DE VELOCIDADE**

Para a estimação da função de transferência que rege a dinâmica do processo de velocidade, avaliou-se a relevância dos componentes eletromecânicos do processo de velocidade em malha aberta. Partindo-se da entrada de controle tem-se os seguintes elementos no processo de velocidade:

Ganho de rotação do motor DC: Na entrada do processo tem-se a VC na faixa de 0 a 5 volts. Um amplificador de tensão é utilizado para aumentar esta faixa para valores adequados à regulação da rotação máxima do motor DC. A representação deste primeiro componente é um ganho simples  $K_v$ .

Circuito PWM: No circuito do PWM (figura 6.12) os capacitores existentes necessários à configuração do funcionamento do circuito SG3525, não representam dinâmicas dominantes do processo pois fazem parte do gerador de onda de referência, sendo somente um conversor tensão DC/frequência e, portanto, podendo ser representado por um ganho  $K_{pwm}$ .

Dinâmica do motor DC: Tem uma função de transferência de segunda ordem com pólos reais estáveis. Para efeito de simplificação pode-se considerar no motor DC, uma relação de dominância entre a constante de tempo mecânica e a constante de tempo elétrica e, assim, a dinâmica elétrica do motor pode ser representada simplesmente por um ganho  $K_e$ . O sistema que caracteriza o motor DC fica reduzido a uma função de transferência de primeira ordem com ganho  $K_e K_m$  e constante de tempo  $\zeta_m$ .

Correia entre as polias: Para a correia que faz a ligação entre as polias, experimentos realizados não mostraram efeitos relevantes da elasticidade. A razão é pelo fato da velocidade máxima do motor não ser suficientemente grande para provocar estiramentos ou contrações na correia, efeitos estes que influenciariam na resposta do processo. Por isso este efeito foi desprezado.

Instrumentação de medição: No sistema de medição e condicionamento do sinal do tacômetro, um filtro passa-baixas é o que possui a dinâmica mais relevante. O filtro tem ganho  $K_f$  igual a 1 e constante de tempo  $\zeta_v$ .

Logo a representação por diagrama de blocos do sistema de velocidade esta apresentado na figura 6.15

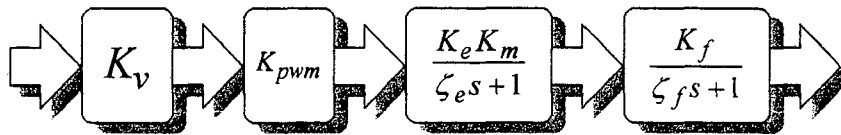


Figura 6.15 - Diagrama de blocos do processo de velocidade

Para determinação da função de transferência do processo de velocidade, foi utilizado o método da análise da resposta freqüencial do processo à uma entrada senoidal. Este método consiste em aplicar na entrada do processo senóides, sobre uma faixa de funcionamento e analisar na saída as curvas de ganho e da fase em relação à entrada (Ogata, 1990; Kuo, 1982). Para esta experimentação foram utilizados, freqüências na faixa de 0.05 Hz a 40 Hz, na faixa de operação de  $2,5 \pm 0,5$  volts, com medições da amplitude e fase de entrada e saída realizadas num osciloscópio TekTroniks modelo TDS320. A curva resultante foi comparada a uma curva aproximada com auxílio do software VisSim. A figura 6.16 apresenta o gráfico freqüencial do processo real e a estimativa realizada.

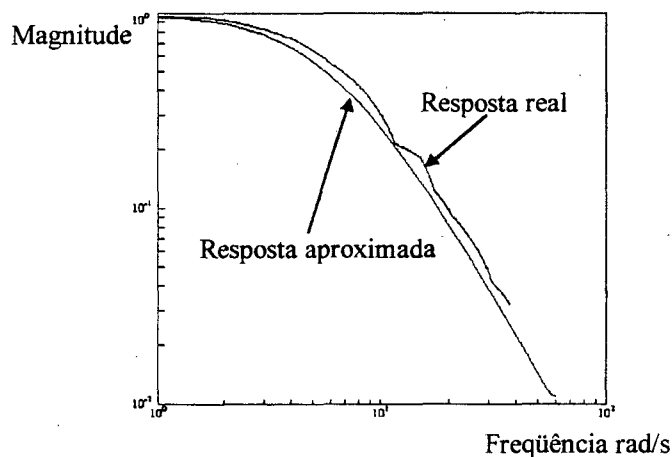


Figura 6.16 - Comparação entre as curvas de resposta em freqüência do processo de velocidade

A resposta estimada foi determinada a partir da medição dos pontos no gráfico de -20 db e -40 db no traçado da resposta em freqüência do sistema. A função de transferência do processo de velocidade é

$$\frac{VP(s)}{VC(s)} = \frac{1}{0.23s + 1} * \frac{1}{0.12s + 1}$$

A função de transferência, determinada por método freqüencial, mostrou a capacidade do processo de velocidade em representar aspectos da teoria clássica de controle de processos. Este processo é aplicável em disciplinas iniciais de laboratório de controle de processos, pois a linearidade e a facilidade de entendimento auxiliam o aluno na compreensão dos fenômenos físicos que fazem parte de uma experimentação prática.

#### **6.4 - PROCESSO DE LUMINOSIDADE**

A moderna arquitetura e engenharia civil, tem preocupação com a qualidade e conforto em ambientes projetados. Para isso, sistemas de controle de temperatura e luminosidade podem ser utilizados.

O LCP desenvolveu um processo de luminosidade a partir das especificações de um processo em escala de laboratório. O objetivo é estudar o comportamento servo regulatório em malha fechada deste sistema, pesquisando estratégias de controle clássicas e avançadas.

##### **6.4.1- CARACTERÍSTICAS FÍSICAS E DE CONTROLE DO PROCESSO DE LUMINOSIDADE**

O processo de luminosidade tem como características físicas: saídas e entradas padronizadas na faixa de 0 a 5V; alimentação (+12, -12, Gnd DC) com uma lâmpada 12V/25W. O processo em sua montagem, possibilita a realização de experimentos de controle analógico/digital observando-se os aspectos servo e regulatório. As vantagens do processo de luminosidade são:

- Não apresenta componentes mecânicos, portanto não há efeitos de não-lineares como zona morta ou histereses.
- Baixo nível de ruídos, devido ao filtro passa-baixas acoplado na saída ter uma constante de tempo alta;
- Produz sensações visuais;
- É de fácil manuseio e manutenção.

Como desvantagens, destacam-se as não-linearidades do modelo que dificulta a utilização de estratégias de controle lineares clássicas em diferentes faixas de operação.

#### 6.4.2 - DESCRIÇÃO DO PROCESSO

O processo de controle de luminosidade (figura 6.17) é um sistema de controle do brilho ou intensidade luminosa produzida por uma lâmpada de baixa potência acionada por corrente DC.

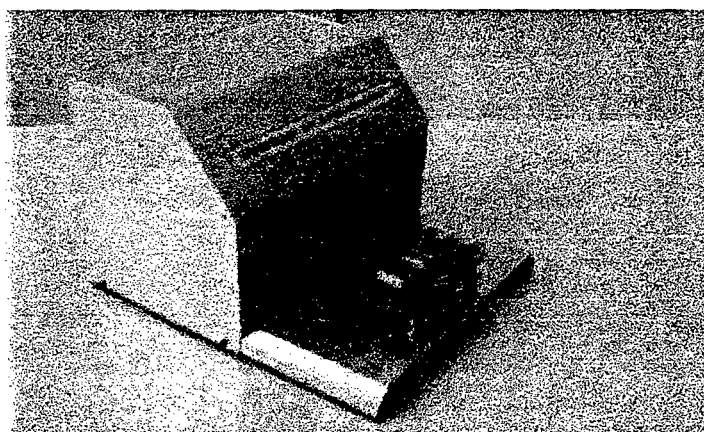


Figura 6.17 - Foto do processo de luminosidade

Fisicamente o processo constitui-se de uma caixa em alumínio fechada e escura. A emissão de luz é proporcionada por uma lâmpada DC com tensão de alimentação variável de 12 volts. Para medição da luminosidade, um sensor baseado num LDR foi montado no interior de um tubo de alumínio, para evitar interferências da luz externa. A figura 6.18 apresenta os componentes do processo completo.

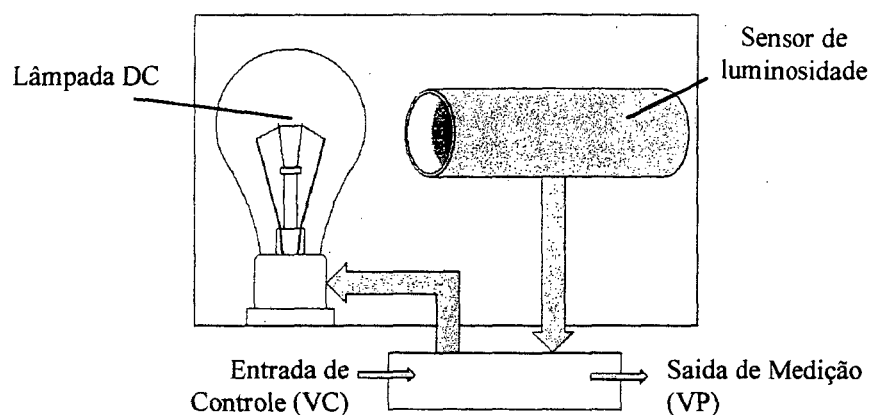


Figura 6.18 - Processo de luminosidade completo

Uma ponte de Wheatstone converte a variação de resistência do LDR em variação de tensão, caracterizando o circuito de calibração do "zero" do sistema. Um estágio de amplificação, composto de um amplificador inversor, caracteriza o circuito de "span", ou ajuste de fundo de escala.

Devido a problemas de sensibilidade do sensor ótico, uma alternativa de ajuste do "span" foi implementada. No caso um ajuste grosso, inicialmente leva o sinal do fundo de escala para um valor próximo ao desejado (5 volts). Num segundo momento um ajuste fino, auxilia na precisão do ajuste do "span"

Por fim um filtro passa-baixas elimina ruídos indesejáveis provenientes dos componentes eletrônicos.

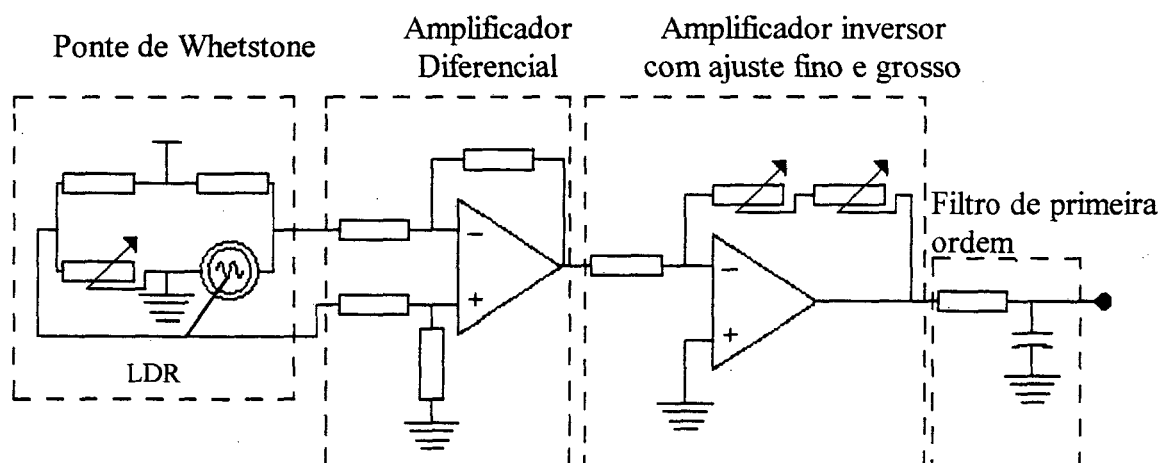


Figura 6.19 - Circuito de condicionamento de sinal do processo de luminosidade.

Para o acionamento da lâmpada, um circuito baseado em transistores e amplificadores operacionais foi implementado. Inicialmente um "buffer" implementado com amplificador operacional separa eletronicamente o processo do controlador externo. Um circuito somador inversor leva o funcionamento do processo para uma faixa linear. Este dispositivo foi implementado para melhorar a linearidade da variável do processo. Por fim um último amplificador inversor dá o fundo de escala para acionamento do processo e polariza a tensão de saída na faixa positiva. Para acionar a lâmpada e amplificar a potência uma ponte de transistores na configuração Darlington foi implementada. A figura 6.20 apresenta um diagrama deste circuito

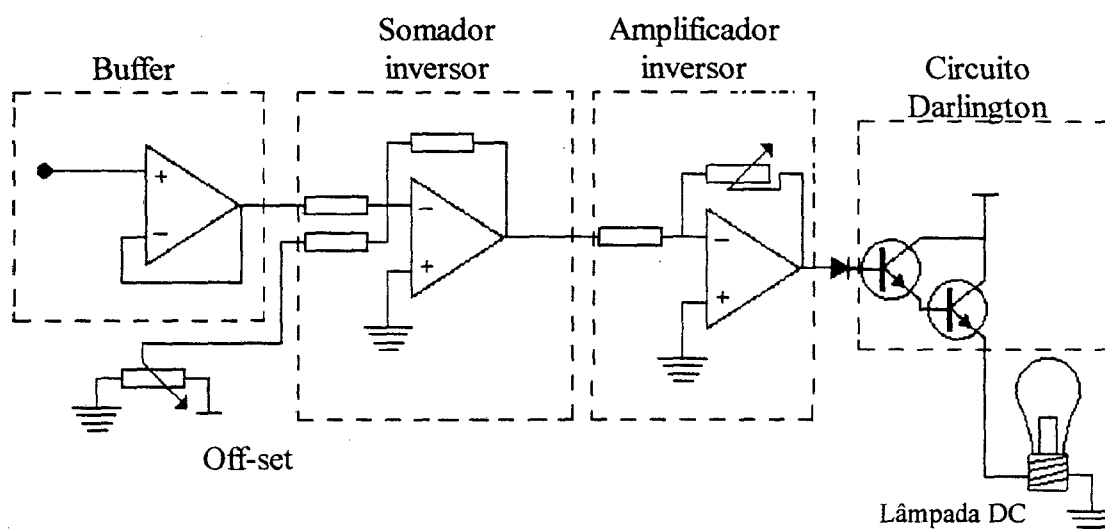


Figura 6.20 - Circuito de acionamento do processo de velocidade

### 6.4.3 - ASPECTOS DE MODELAGEM DO PROCESSO DE LUMINOSIDADE

- CURVA DE GANHOS

Para modelagem do processo de luminosidade, primeiramente analisou-se o ganho estático da relação entrada/saída em regime permanente em malha aberta. Esta experimentação foi realizada aplicando-se degraus de amplitudes na faixa de operação do processo (0 a 5 volts) com intervalos de 0,5 volts. A figura 6.21 ilustra o resultado da experimentação.

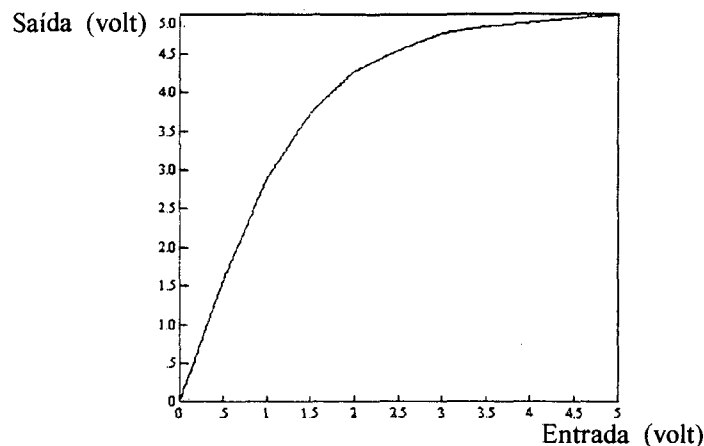


Figura 6.21 - Relação entrada saída para o processo de luminosidade

A curva de ganhos apresenta uma característica não-linear expressiva diferenciada das curvas já apresentadas nos processos fan-and-plate e velocidade. Apesar deste aspecto, o sinal da VP do processo de luminosidade apresenta baixos níveis de ruídos, além de não haver influências de não linearidades mecânicas, aspecto de difícil representação

- **MODELO DO PROCESSO DE LUMINOSIDADE**

Para estimação da função de transferência do processo de luminosidade uma análise dos componentes do processo foi realizada. A seguir descreve-se cada componente e sua relevância na dinâmica do processo em malha aberta.

Atuação na lâmpada: Na entrada do processo os componentes de acionamento não possuem capacitâncias ou dinâmicas expressivas em relação as constantes de tempo dominantes no processo. Logo, o circuito de acionamento, desde de a entrada VC até a lâmpada, pode ser caracterizado por um ganho  $K_1$ .

Brilho da lâmpada: A luminosidade é produzida pelo aquecimento do filamento da lâmpada. Este aquecimento possui dinâmica pois é comparável a um processo térmico. Para processos térmicos e no caso da lâmpada, é possível estimar a dinâmica de brilho por uma equação de primeira ordem com ganho  $K_a$  e constante de tempo  $\zeta_a$



Sensor LDR: o sensor LDR em relação ao brilho da lâmpada, não possui dinâmica dominante, portanto pode ser representado por um ganho simples  $K_{LDR}$ .

Circuito de condicionamento de sinal: No circuito de calibração do processo, não há dinâmicas dominantes a resposta do processo. Na saída do filtro de primeira ordem, que filtra ruídos indesejáveis, a dinâmica é relevante e pode ser estimada por uma função de transferência de primeira ordem com ganho  $K_{FL}$  e constante de tempo  $\zeta_{FL}$ .

Com esta análise é possível determinar o diagrama que rege o processo de luminosidade em malha aberta. O diagrama de blocos é apresentado na figura 6.22.

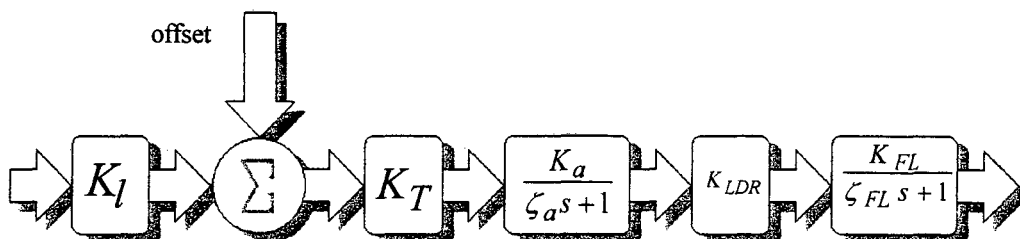


Figura 6.22 - Diagrama de blocos do processo de luminosidade

Para estimação do processo de luminosidade, foi utilizado o método da resposta ao degrau para aproximação da curva de resposta real por uma curva de primeira ordem. Esta maneira de estimar este processo deve-se ao fato do sinal da VP do sistema possuir baixos níveis de ruídos e comportar-se de modo semelhante ao comportamento de sistemas de primeira ordem. Nesta experimentação foram utilizados o software Vissim, em conjunto com a placa de aquisição de dados AD/DA de 8 bits para aquisição dos dados. O período de amostragem foi de 100ms. As faixas de operação foram determinadas para que na experimentação, os efeitos de saturação fossem minimizados e as respostas pudessem representar toda faixa de operação de 0 a 5 volts.

Na figura 6.23 é apresentado a comparação entre as respostas experimentais do processo real e a resposta da função de transferência aproximada.

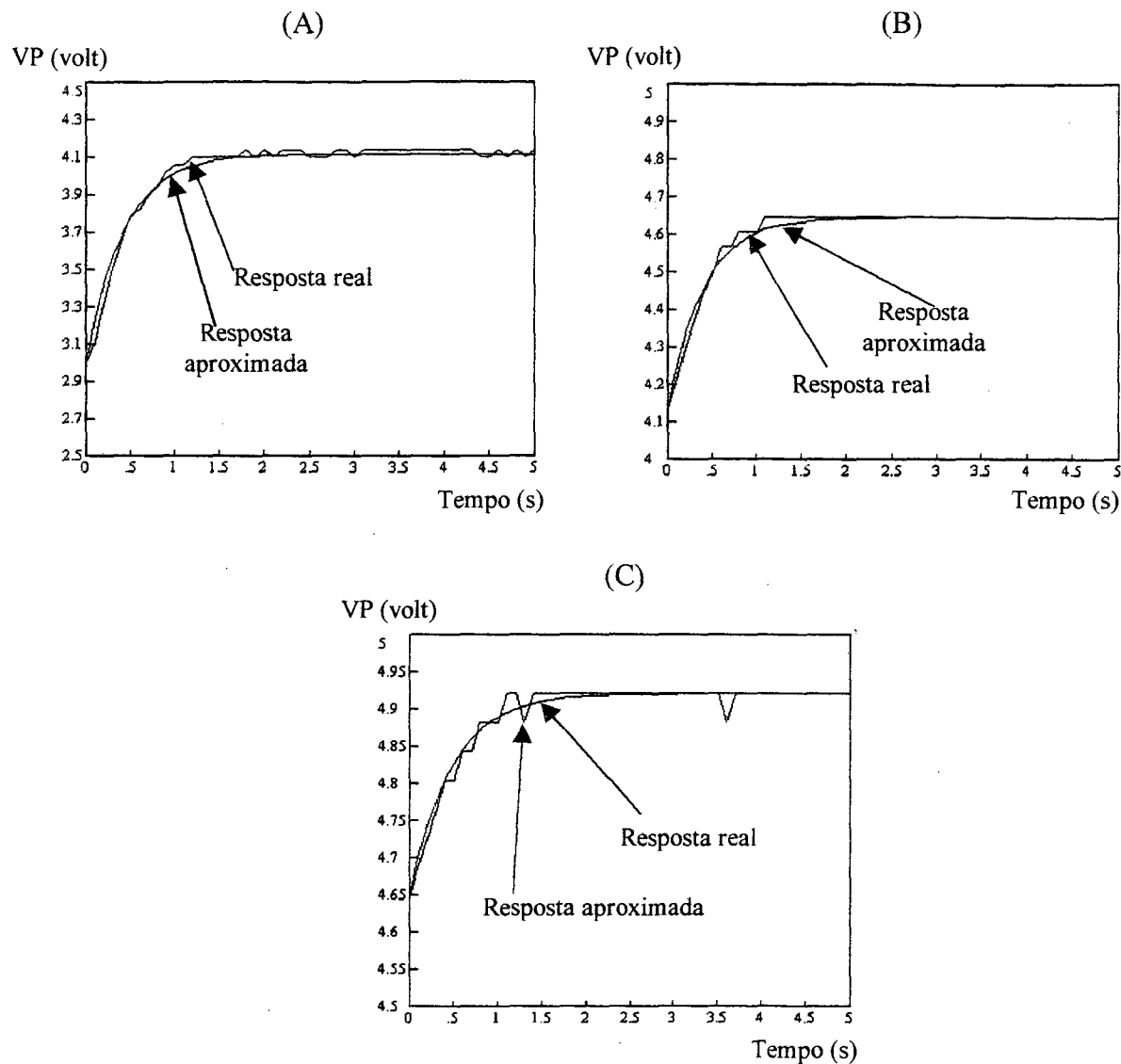


Figura 6.23 - Aproximação da resposta de reação do processo, pela resposta de reação de uma função de transferência de primeira ordem a entrada degrau de entrada: (A) faixa de operação 1 - 2 V, (B) faixa de operação 2 - 3 V, (C) faixa de operação 3 - 4 V

As funções de transferências referentes a cada faixa de operação foram estimadas e validadas pelo método da SEQ (Somatório do erro quadrático), para avaliar o quanto representativa cada uma delas é em relação a resposta real. A tabela 6.2 apresenta estes resultados.

Tabela 6.2 - Estimação da função de transferência do proceso de luminosidade.

Varição da Entrada	Função de transferência contínua	SEQ
Degrau de 1 a 2 volts	$\frac{VP(s)}{VC(s)} = \frac{1.116}{0.43s + 1}$	0.0027
Degrau de 2 a 3 volts	$\frac{VP(s)}{VC(s)} = \frac{0.51}{0.41s + 1}$	0.001
Degrau de 3 a 4 volts	$\frac{VP(s)}{VC(s)} = \frac{0.27}{0.46s + 1}$	0.0003

Pelo análise dos valores de SEQ em cada experimentação conclui-se que as funções de transferência estimadas, representam de forma satisfatória a dinâmica do processo. Apesar da variação da constante de tempo e do ganho estático, o comportamento do processo de luminosidade em torno de pontos de funcionamentos é pouco variante, portanto, podendo-se utilizar teorias clássicas de controle do ponto de vista da linearização de sistemas.

## 6.5 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados três exemplos de processos em escala de laboratório, para efeito de comparação e reconhecimento de requisitos e especificações de projeto e implementação. Foram analisados os processos fan-and-plate, velocidade e luminosidade.

Foram realizadas análises dos componentes eletromecânicos e o levantamento das características de controle em cada processo. A determinação da função de transferência de foi executada de forma diferenciada para cada caso (mínimos quadrados, resposta de frequência e resposta ao degrau).

No próximo capítulo, serão apresentados três diferentes estratégias de controle, para comprovar a aplicabilidade destes processos no ensino e pesquisa em prática de laboratório.

## 7. PROJETO DE CONTROLADORES APLICADOS AOS PROCESSOS DE LABORATÓRIO

### 7.1 - INTRODUÇÃO

Os temas relacionados às disciplinas de controle abordam aspectos de projeto e implementação de estratégias de controladores. Várias são as estratégias conhecidas e cada uma possui características próprias, que podem resultar num desempenho adequado ou não de uma malha de controle.

Este capítulo, apresenta três destas estratégias de controle: o projeto do controlador VSS, o projeto do controlador fuzzy e o projeto de controladores clássicos via método de lugar das raízes. Estas estratégias foram selecionadas por apresentarem diferentes aspectos de implementação, metodologia de aplicação e projeto.

No contexto das disciplinas de controle de processos, estas estratégias abrangem aspectos relacionados com sistemas lineares, sistemas não-lineares, identificação, controle digital e adaptativo, assim como aspectos de inteligência artificial, temas atuais em disciplinas teóricas de controle de processos. Assim, é possível avaliar a capacidade de aplicação dos processos em escala de laboratório e comprovar as teorias relacionadas, através de experimentos práticos (Raviraj, 1997).

### 7.2 - CONTROLADOR VSS ADAPTATIVO

O controle auto-ajustável é eficiente para o controle de processos com parâmetros incertos. Enquanto a identificação não está completa, os controladores auto-ajustáveis tem a possibilidade de produzir respostas indesejáveis, pois, as condições

iniciais impostas pelo operador, determinam a dinâmica de malha fechada nas primeiras iterações.

Uma alternativa para aumentar o desempenho do controlador adaptativo, é associá-lo a um controle por modos deslizantes baseado em sistemas de estrutura variável ("Variable Structure Systems" – VSS) (Utkin, 1992; Furuta, 1993). Este controlador é robusto para pequenas incertezas em plantas contínuas e grandes incertezas desde que satisfaçam certas condições. Uma solução adequada para melhorar o desempenho em grandes incertezas é utilizar o VSS em combinação com o controlador auto-ajustável.

### 7.2.1 - FORMULAÇÃO DO PROJETO DO CONTROLADOR VSS

No controlador VSS utiliza-se um estimador de mínimos quadrados recursivo para determinar os coeficientes do polinômio característico da função de transferência discreta do processo

$$A(q^{-1})y_k = q^{-d} B(q^{-1})u_k \quad (7.1)$$

onde

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} \quad (7.2)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} \quad (7.3)$$

sendo  $y_k$  é a saída do sistema,  $u_k$  é o sinal de controle,  $na$  e  $nb$  é o grau de cada polinômio,  $q$  é o operador de atraso e  $d$  é o atraso de transporte discreto para o instante  $k$  de amostragem.

O objetivo deste controlador é minimizar a variância de uma variável auxiliar  $s_{k+d}$  como apresentado na equação 7.4.

$$s_{k+d} = C(q^{-1})(y_{k+d} - r_{k+d}) = 0 \quad (7.4)$$

onde  $r$  é o sinal de referência,  $C(q^{-1})$  é um polinômio, tal que suas raízes sejam estáveis e selecionadas pelo usuário, isto é.

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} + \dots + c_n q^{-nc} \quad (7.5)$$

O controlador de variância mínima utilizado, foi a estrutura proposta por K. Furuta (Furuta, 1989; Santos, 1998), onde a função custo é descrita na equação 7.6.

$$J_{FU} = \Lambda_e [e(t+1) + k_1 e(t) + k_2 e(t-1)]^2 + \Gamma [\Delta u(t)]^2 \quad (7.6)$$

onde,  $\Lambda_e$  é a ponderação do erro,  $\Gamma$  a ponderação de controle e  $k_1$  e  $k_2$  determinam a dinâmica transitória do sistema.

Partindo-se da equação 7.6, determina-se a função discreta para o cálculo da ação de controle do controlador de variância mínima de Furuta (equação 7.7).

$$u_k = -\frac{1}{G_m(q^{-1})} \left\{ F(q^{-1}) y_k - C(q^{-1}) r_{k+d} \right\} \quad (7.7)$$

onde

$$G_m(q^{-1}) = E(q^{-1})B(q^{-1}) \quad (7.8)$$

e os polinômios  $E(q^{-1})$  e  $F(q^{-1})$  satisfazem à seguinte identidade

$$C(q^{-1}) = A(q^{-1})E(q^{-1}) + q^{-d}F(q^{-1}) \quad (7.9)$$

Para adicionar o VSS a estrutura do controlador de variância mínima convencional, seleciona-se uma variável auxiliar  $v_k$  de acordo com a equação 7.10.

$$v_k = h_0 e_k + h_1 e_{k-1} + \dots + h_{n-1} e_{k-n+1} \quad (7.10)$$

Os coeficientes  $h_i$ , são chaveados fora do setor  $\mathcal{G}_k$  definido pelo conjunto  $e_k = \{e_k, e_{k-1}, \dots, e_{k-n+1}\}$ , denominado estado do erro e definido por

$$\mathcal{G}_k = \bigcap_{i=0}^{n-1} \{e_k \mid |s_k e_{k-i}| \leq \delta_i\} \quad (7.11)$$

A lei de controle é estável se  $h_i$  satisfaz

$$h_i = \begin{cases} h & s_k e_{k-i} < \delta_i \\ 0 & |s_k e_{k-i}| \leq \delta_i \\ -h & s_k e_{k-i} > \delta_i \end{cases} \quad (7.12)$$

onde  $\delta_i$  é definido por

$$\delta_i = \frac{\alpha}{2} \sum_{j=0}^{n-1} |e_{k-i}||e_{k-j}|h \quad (7.13)$$

No caso do VSS, os parâmetros de projeto são  $h$ ,  $\alpha$ , os coeficientes do polinômio  $C(q^{-1})$ , a ponderação de controle e do erro do controlador de variância mínima e os ganhos  $k_1$  e  $k_2$ .

### 7.3 - CONTROLADOR BASEADO EM LÓGICA FUZZY

A estrutura do controlador fuzzy foi apresentada originalmente por Assilam e Mandani em 1974 baseando-se na formulação da teoria dos conjuntos fuzzy desenvolvida por L. A. Zadeh na década de 70 (Zadeh, 1975; Silva, 1996; Simas, 1997).

As pesquisas de controladores fuzzy têm se voltado ao mercado de consumo, através de aplicações domésticas e industriais (lava-roupas, controladores digitais). A necessidade de pessoal especializado no projeto e programação deste tipo de estratégia, faz-se, portanto, necessária. Cabe ao aluno entender a metodologia de projeto, pois, controladores fuzzy tem um procedimento particular de projeto em relação aos outros controladores convencionais.

A inclusão do controle fuzzy neste trabalho, procura avaliar a capacidade dos processos em escala de laboratório de representar aspectos teóricos envolvidos nesta estratégia de controle.

A teoria de conjuntos fuzzy objetiva a modelagem da subjetividade do pensamento humano, procurando representar a experiência de um operador de processos. Como características principais que se pode destacar estão: i) a possibilidade de controle sem o modelo matemático, ii) o tratamento de incertezas, iii) o tratamento de ruídos e variações paramétricas. O controlador fuzzy é composto basicamente pela: fuzzificação, que corresponde ao procedimento de escalonamento das variáveis de entrada (erro e variação do erro) as quais são condicionadas ao universo de discurso normalizado, através de graus de pertinência, transformando-as num conjunto nebuloso.



Após fuzzificados, os dados são utilizados por regras de produção de controle, implementadas a partir das primitivas lingüísticas. Estas regras identificam qual a ação a ser tomada a partir do conhecimento da condição do estado do sistema. Como exemplo tem-se:

*IF erro(positivo pequeno) &  $\Delta$ erro(positivo pequeno) THEN*  
 *$\Delta$ controle(positiva pequena)*

As regras de inferência tais como máximo e mínimo, tratam os resultados da avaliação das regras, e determinam as funções da saídas do controlador que são utilizadas para a defuzzificação. A defuzzificação corresponde ao escalonamento das variáveis do universo fuzzy da saída em valores que são efetivamente utilizados no controle do processo.

Para implementação do universo de discussão de uma variável, uma série de sub-funções são determinadas e representadas em um determinado limite de operação. As funções caracterizam-se basicamente por serem triangulares e associarem variáveis lingüísticas do tipo NB - Negativo Grande, NM - Negativo Médio, NS - Negativo Pequeno, ZE - Zero, PS - Positivo Pequeno, PM - Positivo Médio, PB - Positivo Grande referente a uma determinada entrada ou saída (figura 7.1).

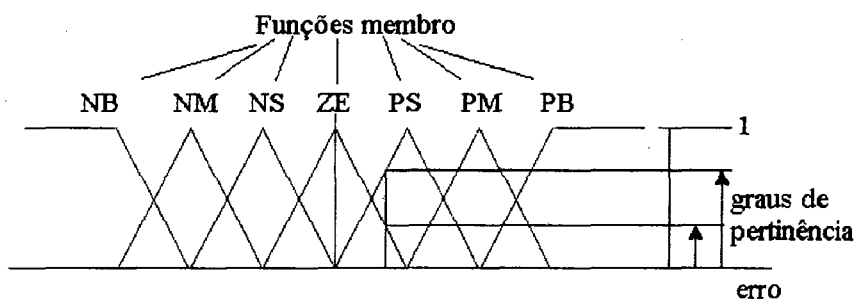


Figura 7.1 - Funções de pertinência de uma variável

O conjunto de regras podem ser representada por uma matriz como mostra a tabela 7.1. Esta matriz caracteriza a base de regras do controlador fuzzy. Nessa base as entradas ficam na primeira coluna e linha ( If ... ) e a ação de controle fica na posição determinada pelo cruzamento da coluna /linha ( then ) das entradas. No exemplo da tabela 7.1 pode-se visualizar a regra ativada, conforme descrita anteriormente.

Tabela 7.1 - Exemplo de uma base de regras

Erro $\Delta$ erro	NS	ZE	PS
NS	NS	PS	ZE
ZE	PS	ZE	NS
PS	ZE	NS	PS

A avaliação das regras consiste em confrontar os resultados obtidos com a base de regras e associar os graus de pertinência às funções de saída fuzzy do controlador através de funções como por exemplo o min-max.

A defuzzificação tem a função de converter dados na forma fuzzy em valores reais de tensão (caso prático). O cálculo, que pode ser realizado pelo método do centróide, é avaliado sobre a área resultante nas funções de pertinência do controle limitadas pelos seus respectivos graus de pertinência, conforme apresentado na figura 7.2.

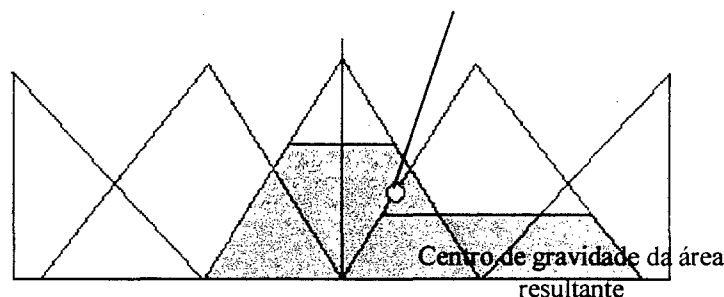


Figura 7.2 - Defuzzificação usando o centro de gravidade

Para a seleção do conjunto de regras utiliza-se o “bom senso” de um engenheiro de controle de modo a reduzir o tempo de subida que a saída controlada leva para atingir a referência sem redundar em grandes sobre-elevações. O método de inferência implementado é o min-max e para a defuzzificação utiliza-se o método do centróide.

#### 7.4 - PROJETO DE CONTROLADORES VIA MÉTODO DO LUGAR DAS RAÍZES

Um primeiro curso em controle de processos, aspectos de controladores clássicos auxiliam o aluno no entendimento da matemática à teoria de controle.

Experimentos de laboratório reforçam este conhecimento e de uma forma mais abrangente, apresentam aspectos práticos da aplicação destas teorias (saturações de controle, linearização).

A característica básica da resposta transitória em malha fechada está intimamente ligada à localização dos pólos da malha fechada (Ogata, 1990; Elgerd, 1967; Kuo, 1982).

O método do lugar das raízes é uma poderosa ferramenta no projeto de controladores de sistemas lineares e não-lineares para um determinado ponto de funcionamento. Com este método é possível considerar especificações temporais como tempo de resposta e percentuais de sobre-elevação, onde pode-se calcular a razão de amortecimento ( $\zeta$ ), e sua frequência natural ( $\omega_n$ ) para uma função de transferência resultante desejada em malha fechada.

O método consiste na determinação de pólos e zeros para compensadores, tais que os pólos dominantes em malha fechada estejam em lugares desejados no plano complexo, previamente definidos pelos usuários.

O método de lugar das raízes tem por base as seguintes regras:

- A partir das especificações de controle, como tempo de resposta (5%), que significa o tempo para a saída do sistema alcançar um valor dentro da faixa de 5% do valor de regime permanente, e percentual de sobre-elevação (PO- percentual de overshoot), é possível definir uma função de transferência de segunda ordem em função do amortecimento e da frequência natural, localizando os pólos em malha dominantes, ou seja, os pólos de malha fechada (Ogata, 1990);
- Calculando-se as fases entre pólos, zeros e o ponto teste ( ponto de verificação se o lugar das raízes passa por ali) verifica-se o quanto de fase é tal que a equação 7.14 seja satisfeita;

$$\sum \phi_i + \sum \theta_i = 180(2k + 1) \quad (k=0,1,2,\dots) \quad (7.14)$$

- A fase (ângulo) de cada pólo ( $\theta_i$ ) e zero ( $\phi_i$ ) de malha aberta em relação ao ponto teste é calculada entre uma reta horizontal que passe pelo pólo ou zero e a reta que

faz a ligação com o ponto teste, no sentido anti-horário, com sinal negativo para pólos, e positivo para zeros;

- Com a fase necessária a tornar a equação 7.12 verdadeira, determina-se a posição de pólos e zeros tal que o lugar das raízes passe pelo ponto teste, no caso, onde estão localizados os pólos dominantes de malha fechada;
- Para ajustar o ganho do compensador é necessário que a regra determinada pela equação 7.15 seja satisfeita.

$$K = \frac{\prod Lz_i}{\prod Lp_i} \quad (7.15)$$

onde  $Lz_i$  é a distância entre o ponto onde se localiza o zero<sub>i</sub> e o ponto teste e  $Lp_i$  é a distância entre o ponto onde se localiza o pólo<sub>i</sub> e o ponto teste.

O projeto de compensadores via lugares das raízes, requer por parte do projetista, um conhecimento das variações de pólos e zeros na faixa de operação de um sistema. Isto porque em certos casos, variações significativas podem inviabilizar um compensador previamente projetado para uma determinado ponto de funcionamento. Incertezas na estimação da função de transferência linear do processo são determinantes num projeto de lugar das raízes aproximado. Estas variação podem ser consideradas até certo limite, onde o esboço gráfico do lugar das raízes seja inviabilizado, neste caso, é útil utilizar-se de outra técnica de controle mais adequada.

## 7.5 - CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou três estratégias de controle de processo onde foram discutidos aspectos de implementação e aplicabilidade.

O principal objetivo foi a definição de três técnicas diferenciadas de controle, tais que pudessem ser aplicadas aos processos em escala de laboratório apresentados no capítulo 6. Com isso, é possível no capítulo 8, avaliar o desempenho dos processos em mostrar importantes conceitos teóricos e de projeto contidos em cada controlador.

## 8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 8.1 - INTRODUÇÃO

A construção de processos em escala de laboratório deve seguir uma série de aspectos de projeto e implementação. Estes aspectos são analisados através de fases que compõem o desenvolvimento do processo desde a concepção até sua implantação. A efetiva utilização destes equipamentos no ambiente de laboratório é definida, pela sua capacidade de mostrar aspectos teóricos servindo de *link* entre a teoria aprendida em sala de aula e a aplicações reais.

Neste capítulo, uma série de experimentos práticos são aplicados aos processos fan-and-plate, luminosidade e velocidade. Para isto são utilizados os controladores apresentados no capítulo 7. O objetivo é levantar as características de controle de cada estratégia sobre cada processo, determinando aspetos didáticos e de aplicabilidade.

Os experimentos foram realizados com o auxílio de uma placa de aquisição de dados de 8 bits de resolução. Os arquivos adquiridos foram analisados no software VisSim.

### 8.2 - EXPERIMENTAÇÃO COM O PROCESSO FAN-AND-PLATE

O estudo apresentado com o processo fan-and-plate no capítulo 6, mostrou que este processo tem não-linearidades dominantes na faixa de operação de 0 a 5 volts. Estas não-linearidades são descritas através dos seguintes aspectos construtivos:

- O fluxo resultante da rotação das pás é proporcional ao quadrado da velocidade de rotação do motor DC;

- O ângulo da pá do processo, que é o objetivo de controle, pode ser analisado como um pêndulo, ou seja, possui uma não-linearidade do tipo seno;
- Foi detectado um pequeno atraso de transporte no processo de difícil determinação, e, portanto, dificultando a implementação de controladores lineares.

Estes aspectos motivam a utilização da estratégia de controle VSS do tipo adaptativo.

O experimento consiste em utilizar o controlador VSS adaptativo em dois experimentos práticos. Um em relação a resposta ao degrau e o segundo a regulação do processo a perturbação de carga.

### 8.2.1 - CONTROLE SERVO DO PROCESSO FAN-AND-PLATE

As figuras 8.1 e 8.2 apresentam dois experimentos com o processo fan-and-plate para dois projetos do controlador VSS. Analisa-se o comportamento servo do processo à uma variação em degrau de 0 volt para 2 volts, 2 volts para 4 volts e, a seguir, de 4 para 3 volts com intervalos de 20 segundos para cada degrau e período de amostragem de 100ms.

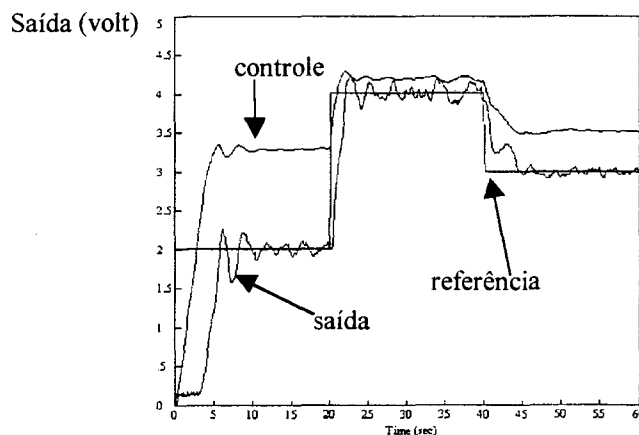


Figura 8.1 - Comportamento servo do controlador VSS adaptativo, com ajustes  $c_0=1$ ;  $c_1=k_1=0.7$ ;  $c_2=k_2=0.12$ ;  $\alpha=3$ ;  $\delta=0.1$ ;  $n=1$ ;  $\Lambda_e=1$ ;  $\Gamma=10$

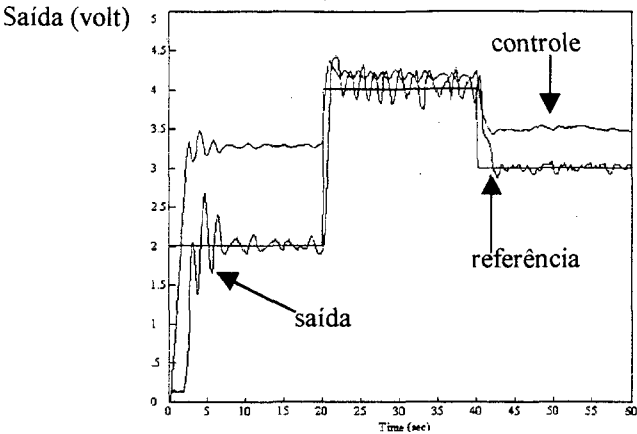


Figura 8.2 - Comportamento servo do controlador VSS adaptativo, com ajustes  $c_0=1$ ;  $c_1=k_1=0.7$  ; $c_2=k_2=0.12$ ;  $\alpha=3$ ;  $\delta=0.1$ ;  $n=1$ ;  $\Lambda_e=1$ ;  $\Gamma=5$

Alterando a ponderação de controle de 10 para 5 respectivamente em cada experimentação, foi possível observar uma alteração no comportamento da variável do processo. Analisando-se qualitativamente, na primeira experimentação ocorreram menos oscilações portanto um controle mais amortecido, na segunda experimentação, as oscilações da variável do processo mostraram um controle mais solto, menos amortecido.

Para avaliar a característica de cada experimentação, foi calculado o SEQ de cada resposta, o erro entre a referência e a saída do processo no intervalo de experimentação.

Tabela 8.1 - SEQ das experimentações

Ponderação de controle	SEQ
10	4.39
5	6.62

A tabela 8.1 mostra que o processo responde diferentemente sob ajustes diferenciados num parâmetro da estratégia de controle VSS adaptativo. Assim, o processo fan-and-plate pode ser utilizado em experimentações de análise e otimização de parâmetros utilizando estratégias de controle adaptativo.

### 8.2.2 - CONTROLE REGULATÓRIO DO PROCESSO FAN-AND-PLATE

Utilizando o melhor resultado da experimentação servo, ou seja ponderação de controle de 10, foi realizado uma análise regulatória do processo sob a presença de uma perturbação degrau. Para isto foram aplicados degraus de perturbação de magnitude 0.5 volts entre os tempos, 10 e 20 segundos e entre os tempos 30 e 40 segundos. A figura 8.3 mostra o desempenho do controlador VSS nesta experimentação

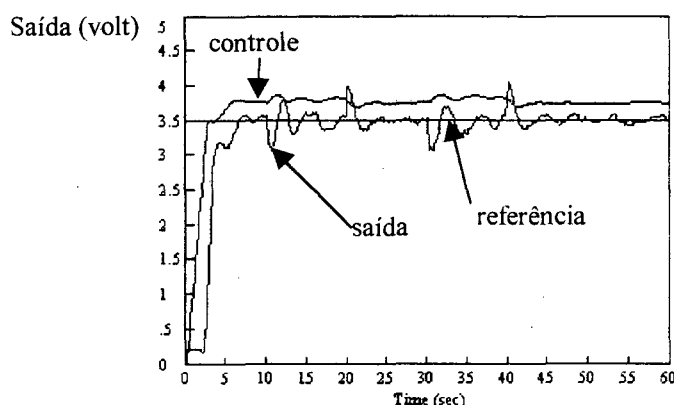


Figura 8.3 - Comportamento regulatório do controlador VSS adaptativo, com ajustes  
 $c_0=1$ ;  
 $c_1=k_1=0.7$  ;  $c_2=k_2=0.12$  ;  $\alpha=3$  ;  $\delta=0.1$  ;  $n=1$  ;  $\Lambda_e=1$  ;  $\Gamma=10$

A experimentação realizada com o controlador VSS na regulação da perturbação de carga, apresentou oscilações na resposta de saída, apesar de conseguir fazer tender o erro a zero e estabilizar o sistema na referência. A esta estratégia de controle adaptativa no caso do fan-and-plate, é adequada ao ensino de aspectos servo-regulatório. Mas, a utilização de outra estratégia, ou um reajuste das ponderações e constantes podem resultar em respostas mais adequadas.

### 8.3 - EXPERIMENTAÇÃO COM O PROCESSO DE VELOCIDADE

Como processo de característica linear, foi realizada a análise e projeto de um controlador utilizando como ferramentas o método de lugar das raízes.



Para o projeto de controladores por lugar das raízes, o objetivo é colocar os pólos dominantes do sistema em malha fechada em posições no plano complexo, definidas a partir de especificações de controle.

Para o projeto foram definidas as seguintes especificações:

- Tempo de resposta menor ou igual a 1 segundo para o erro do sistema alcançar 5% do degrau aplicado
- Percentual de sobre-elevação menor ou igual a 10 %;
- Erro nulo em regime permanente.

Utilizando o método descrito em (Ogata, 1990), foi determinado que a posição dos pólos dominantes em malha fechada são  $-3 \pm 4j$  e que o controlador deve possuir um pólo sobre a origem (integrador para garantir erro nulo)

Para satisfazer a equação 7.12, calcula-se a fase necessária para esta condição ser verdadeira, considerando os pólos do processo e o integrador. Assim, é possível verificar que a inclusão de um zero no controlador satisfaz a equação. A figura 8.4 mostra o diagrama do lugar das raízes com os pólos do processo junto com as singularidades do controlador.

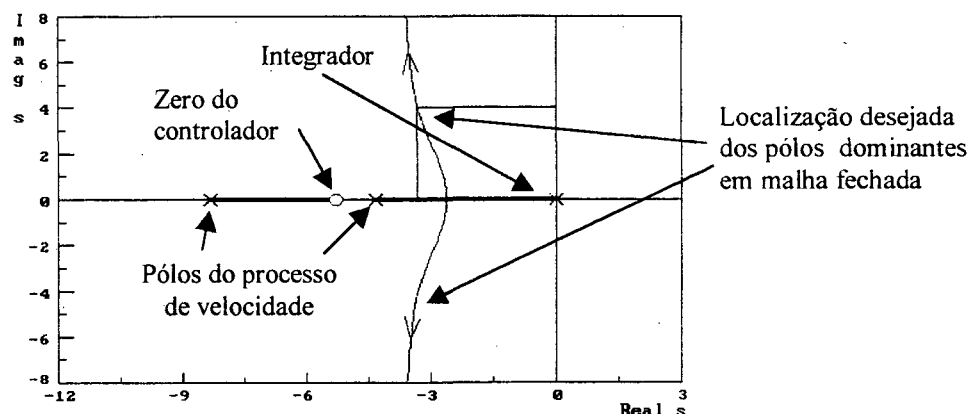


Figura 8.4 - Diagrama do lugar das raízes para projeto do controlador linear

O zero calculado para satisfazer 7.12, é alocado em  $-5.289$ . Finalmente calculando-se o ganho do controlador obtém-se o valor de  $0.844$ . Este ganho proporciona uma resposta mais próxima das especificações posicionando os pólos em malha fechada em  $-3.3 \pm 4j$ . O erro de posicionamento, deve-se aos arredondamentos no cálculo da fase, ganhos e zero, entretanto não perde-se as especificações, pois o sistema em malha fechada, terá tempo de resposta menor que o desejado.

Como resultado, o controlador para o processo de velocidade possui uma função de transferência dada por:

$$C(s) = 0.844 \frac{(s + 5.289)}{s} \quad (8.1)$$

que corresponde a uma estrutura de um controlador PI (proporcional + integral).

A estrutura do controlador proporcionou na simulação a resposta mostrada no figura 8.5. ,para um degrau de magnitude um aplicado como referência.

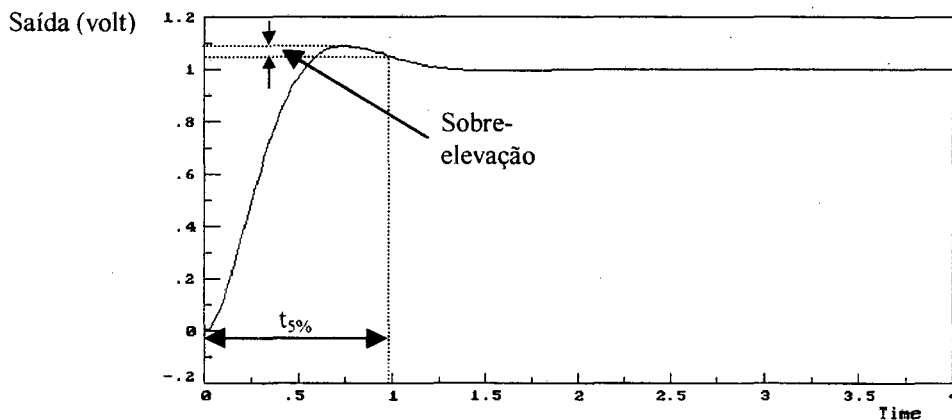


Figura 8.5 - Simulação da resposta do sistema em malha fechada para controle do processo de velocidade

Pela simulação calculou-se os seguintes parâmetros : tempo de resposta 5% de 0.99 segundos e percentual de sobre-elevação de 8.5%. Satisfazendo as especificações de controle desejadas.

Discretizando-se a equação 8.1, calculou-se  $C_{100}(z^{-1})$ , para o período de amostragem de 100ms e  $C_{200}(z^{-1})$ , para período de amostragem de 200ms.

$$C_{100}(z^{-1}) = 0.844 \left( \frac{1 - 0.4711z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right) \quad (8.2)$$

$$C_{200}(z^{-1}) = 0.844 \left( \frac{1 + 0.0578z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right) \quad (8.3)$$

### 8.3.1 - CONTROLE SERVO UTILIZANDO UM COMPENSADOR LINEAR PROJETADO POR LUGAR DAS RAÍZES

Para esta experimentação foram utilizados os controladores das equações 8.2 e 8.3. As figuras 8.6 e 8.7 mostram o desempenho para uma mudança de referência (0 - 2 volts).

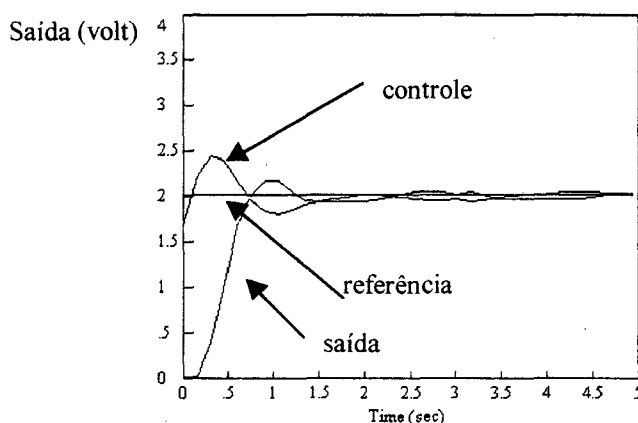


Figura 8.6 - Comportamento servo para o controlador digital  $C_{100}$

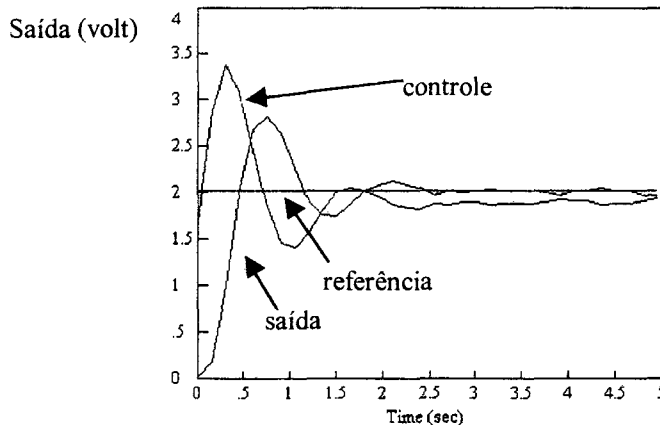


Figura 8.7 - Comportamento servo para o controlador digital  $C_{200}$

Numa análise qualitativa, pode-se observar que o compensador digital  $C_{200}$  apresentou um comportamento com maior sobre-elevação, apresentando um desempenho menos adequado em relação ao compensador  $C_{100}$  no controle do processo de velocidade.

A especificação de regime permanente foi alcançada com os controladores digitais. O percentual de sobre-elevação desejado não foi alcançado com o compensador  $C_{200}$  (40%), já no com o compensador  $C_{100}$  esta especificação foi satisfeita (8.5%). O tempo de resposta desejado não foi alcançado nas experimentações, ficando este em

1,14 segundos com o compensador  $C_{100}$ . Na discretização utilizou-se um período de amostragem de 100 ms e 200 ms, enquanto a menor constante de tempo do processo é de 120 ms, neste caso, ocorre perda de informação do sistema, o que acarreta os problemas em alcançar as especificações desejadas.

### 8.3.2 - CONTROLE REGULATÓRIO UTILIZANDO UM COMPENSADOR LINEAR PROJETADO POR LUGAR DAS RAÍZES

Na análise da regulação de perturbação de carga, foi realizado um experimento, onde um sinal de perturbação eletrônica atua no processo de velocidade com magnitude de 0,5 volts subtraindo a VC do processo e num segundo estágio, foi acionada a perturbação mecânica do processo, para avaliar o desempenho do controlador neste aspecto. Para esta experimentação foi utilizado o compensador linear  $C_{100}$ , pelo melhor desempenho no comportamento servo no processo de velocidade.

A figura 8.8 mostra a experimentação, onde o sinal de perturbação eletrônico é aplicado no intervalo de 10 a 20 segundos e a perturbação mecânica no intervalo de 30 a 40 segundos.

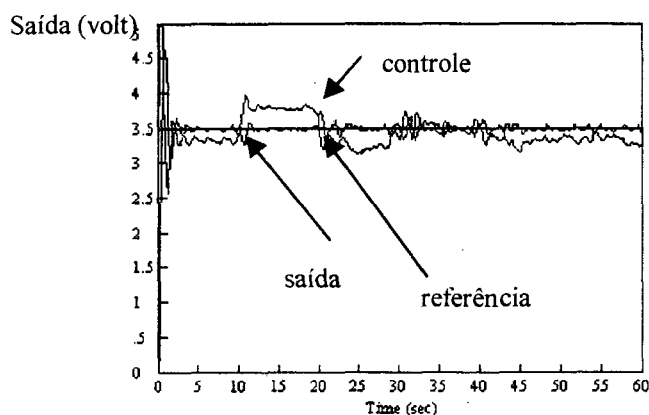


Figura 8.8 - Comportamento a perturbação de carga no processo de velocidade

É possível observar na figura 8.8 que o compensador linear, rejeitou perturbações do tipo degrau, apesar das oscilações resultantes. Estes efeitos indesejados não interferiram na curva característica de rejeição à perturbação eletrônica do sinal de controle, e, assim, tem-se uma vantagem do processo de velocidade, pois evidencia os temas teóricos de projeto de compensadores lineares. A reação do processo à perturbação mecânica não proporcionou uma resposta satisfatória, devido a condição

não-linear presente neste mecanismo, tornando difícil o controle e a visualização do sinal de controle na rejeição da perturbação.

#### 8.4 - EXPERIMENTAÇÃO COM O PROCESSO DE LUMINOSIDADE

O processo de luminosidade, como apresentado no capítulo 6, possui um comportamento não-linear de ganhos na faixa de operação de 0 a 5 volts. A dinâmica, em termos de constantes de tempo, é praticamente igual sem alterações expressivas. Outra característica que faz deste processo bem aplicado a cursos e pesquisa em controle de processos é a ausência de partes mecânicas, situação esta que minimiza os efeitos de não-linearidades tipo atrito e zona morta.

Para este processo foi utilizado o controlador fuzzy, como meio de aplicar uma técnica de controle moderna, muito pesquisada nos meios acadêmicos e industriais.

##### 8.4.1 - CONTROLE SERVO UTILIZANDO CONTROLADOR FUZZY

Experimentos de seguimento de referência foram realizados, pois o processo de luminosidade não possui mecanismos de aplicação de perturbação como os outros processos apresentados.

Nesta experimentação foi utilizado um controlador fuzzy, com ajustes das funções de pertinência tais que a saída do processo variasse, desde uma condição mais amortecida até uma condição sub-amortecida com controle.

O controlador foi implementado com variáveis de entrada, o erro e a variação do erro, cinco funções de pertinência para cada variável e a saída do controlador calcula o incremento  $\Delta u$ , variável de controle, para ação no processo.

As figuras 8.9, 8.10 e 8.11 mostram os resultados da aplicação do controlador fuzzy no processo de luminosidade. Nestas experimentações foram definidos degraus com magnitudes variantes de 0 a 2 volts, 2 a 4 volts e 4 a 3 volts, com 20 segundos de duração. O período de amostragem é de 100ms.

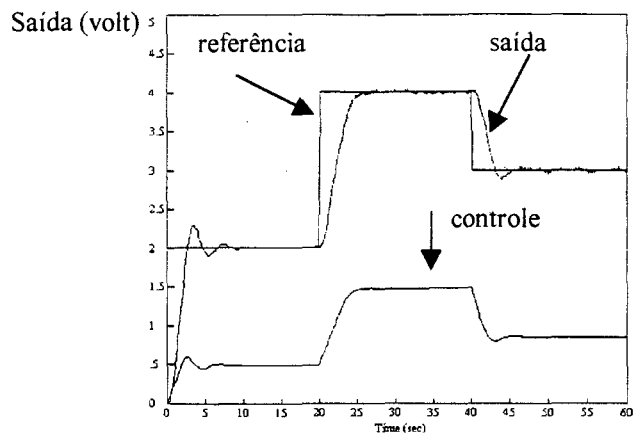


Figura 8.9 - Comportamento do controle e saída do processo de luminosidade. Ajuste "mais" amortecido.

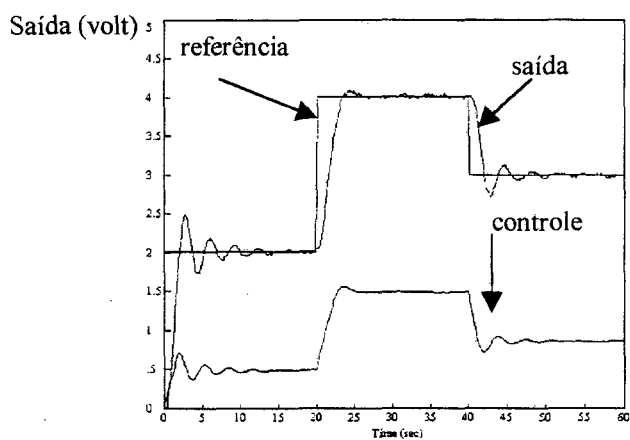


Figura 8.10 - Comportamento do controle e saída do processo de luminosidade. Ajuste de "médio" amortecido.

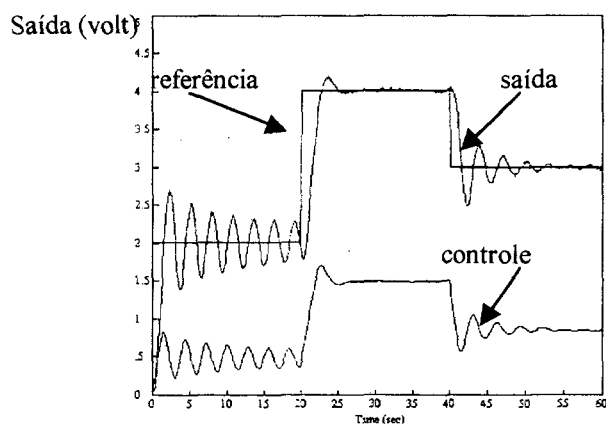


Figura 8.11 - Comportamento do controle e saída do processo de luminosidade. Ajuste de "baixo" amortecido.

Para avaliar o desempenho de cada controlador, foi realizada uma análise do SEQ entre VP e referência em cada experimentação dentro de todo o intervalo de tempo. O resultado pode ser observado na tabela 8.2.

Tabela 8.2 - SEQ das experimentações com o processo de luminosidade

Ajuste do controlador fuzzy	SEQ
“alto” amortecimento	3.59
“médio” amortecimento	3.26
“baixo” amortecimento	3.45

Pela tabela 8.2 é possível observar que o melhor desempenho foi do controlador fuzzy com médio amortecimento, pois o SEQ calculado foi de 3.26. Isto mostra que é possível analisar a otimização paramétrica dos controladores fuzzy neste processo. Estes resultados foram determinados para estas condições de funcionamento, mas poderiam ser diferentes se outras magnitudes em degrau fossem aplicados na referência utilizando-se os mesmos ajustes.

## 8.5 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados uma série de experimentos práticos com uma amostra dos processos em escala de laboratório desenvolvidos no LCP. Foram utilizados os processos fan-and-plate, velocidade e luminosidade, e as estratégias de controle implementadas na forma digital: VSS adaptativo, compensador linear por lugar das raízes e controlador fuzzy respectivamente.

Na experimentação do processo fan-and-plate observou-se que as especificações de seguimento de referência e rejeição de perturbação foram satisfeitas, entretanto resposta do processo não comportou-se de forma suave, ocorrendo influências da turbulência do fluxo de ar (baixas oscilações apresentadas na resposta). Por outro lado o processo satisfaz as especificações de equipamento de laboratório, como baixo custo, fácil manutenção, sensações visuais e auditivas, caracterizando-se por ser um processo

em escala de laboratório, aplicado à análise de estratégias de controle não-lineares, pesquisas em robustez de controladores, pois a variação paramétrica é dominante neste processo.

O processo de velocidade apresentou-se como um dos mais lineares do laboratório, em relação aos aspectos do ganho e constante de tempo na faixa de trabalho. A aplicação do compensador linear projetado por lugar das raízes, comprovou a eficácia do processo em aplicações no ensino de sistemas realimentados. Também destaca-se neste sentido, o fato da possibilidade de utilização de outros métodos clássicos de análise e projeto para a estimação de sua função de transferência. Utilizando-se métodos frequências, alcançou-se um resultado adequado para análise da dinâmica do processo. As experimentações mostraram efeitos dominantes para sistemas de segunda ordem e os efeitos da perturbação de carga nas variáveis de controle e saída.

Nas experimentações com o processo de luminosidade destaca-se a suavidade da resposta, sem ruídos que alterem de forma significativa sua dinâmica. O processo apresentou característica linear em relação a constante de tempo na faixa experimentada. Os ajustes realizados com o controlador fuzzy mostraram que é possível experimentar variações de ajustes em função de parâmetros de otimização. Destaca-se neste processo a não-linearidade mais determinística, pois não envolve efeitos mecânicos como presentes em nos outros processos e de difícil análise matemática. O processo de luminosidade é mais aplicável a análise e projeto de controladores para sistemas lineares e não-lineares, controle adaptativo e controle robusto, pela possibilidade de levantamento de modelos mais precisos em vários pontos de funcionamento. A desvantagem do processo é a ausência de mecanismos de geração de perturbações de carga e por não apresentar efeitos auditivos e visuais.

Com estas experimentações, alcançou-se os objetivos principais desta dissertação, que é o de analisar os processos em escala de laboratório, avaliando requisitos e especificações de ensino e pesquisa, considerando aspectos construtivos e de aplicabilidade em sala de aula por alunos e de laboratório por pesquisadores.



## 9. CONCLUSÃO FINAL

Esta dissertação apresentou um estudo de requisitos e especificações para análise, projeto, implementação e aplicação de processos em escala de laboratório ao ensino e pesquisa de controle de processos em disciplinas experimentais. Para uma análise prática, foi discutido também aspectos referentes a três processos em escala de laboratório em relação a sua aplicabilidade em controle de processos.

O capítulo 2 apresentou um histórico do desenvolvimento da teoria e prática de controle de processos. Com esta análise cronológica foi possível concluir que o ensino de engenharia de controle de processos têm de se adaptar as novas tecnologias e métodos. O grande desafio é a quantidade de informação a ser repassada aos alunos, com qualidade e abrangência dos assuntos relacionados.

O capítulo 3 apresentou uma série de requisitos de projeto e implementação de processos em escala de laboratório. Foram apresentados tópicos de como devem ser desenvolvidos estes processos, identificando os aspectos físicos e didático-pedagógicos.

O capítulo 4 apresentou uma série de conceitos relevantes, que devem ser entendidos pelo aluno antes da realização de um experimento prático de laboratório. Estes aspectos auxiliam na compreensão adequada dos detalhes que envolvem a experimentação.

O capítulo 5 descreveu os componentes eletro-eletrônicos comuns nas implementações de circuitos de condicionamento de sinal de medição e atuação em processos em escala de laboratório.

Para avaliar aspectos de projeto dos processos em escala de laboratório foi apresentado no capítulo 6, um estudo de caso onde três processos em escala de laboratório foram analisados: fan-and-plate, velocidade e luminosidade. Esta análise serviu para identificar quais requisitos de processos em escala de laboratório foram satisfeitos. Neste sentido, uma avaliação dos componentes eletromecânicos de cada

processo e o levantamento das características de controle foram realizados. Esta análise possibilitou concluir que estes podem ser utilizados para comprovação de teorias clássicas ou avançadas em controle de processos. Para isto a determinação da função de transferência de cada processo foi executada de forma diferente.

Para a experimentação prática foram selecionados, no capítulo 7, três estratégias de controle. O objetivo principal foi a definição de três concepções de controle que pudessem ser aplicadas aos processos em escala de laboratório apresentados no capítulo 6.

No capítulo 8 foi realizado uma série de experimentos práticos utilizando os processos discutidos no capítulo 6 e os respectivos controladores do capítulo 7. Na experimentação no processo fan-and-plate, observou-se que as especificações de seguimento de referência e rejeição de perturbação foram satisfeitos, mas a curva de reação do processo, não se comportou de forma suave, ocorrendo influências da turbulência do fluxo de ar (baixas oscilações apresentadas na resposta). No entanto o processo satisfaz as especificações de um processo em escala de laboratório : baixo custo, fácil manutenção, sensações visuais e auditivas. Caracterizou-se por ser um processo em escala de laboratório bem aplicado a análise de estratégias de controle não-lineares, pesquisas em robustez de controladores, decorrente de sua variação paramétrica ser dominante.

O processo de velocidade, apresentou-se como um dos mais lineares do laboratório, em relação a aspectos da curva de ganho e constante de tempo na faixa de operação. A aplicação do compensador linear projetado pela técnica de lugar das raízes, comprovou a eficácia do processo em aplicações didáticas de ensino de sistemas realimentados. Também destaca-se, o fato da possibilidade de utilização de outros métodos clássicos de análise e projeto neste processo, no caso da estimação da função de transferência, foram utilizados métodos frequências, onde alcançou-se um resultado suficientemente preciso para análise da dinâmica do processo.

Nas experimentações com o processo de luminosidade, destacou-se a suavidade da resposta, sem ruídos que alterem de forma significativa sua dinâmica. O processo apresentou-se linear em relação a constante de tempo na faixa experimentada. Os ajustes realizados com o controlador fuzzy apresentaram aspectos de ajuste que consideram parâmetros de otimização, como foi evidenciado pelo parâmetro SEQ, calculado em cada experimentação. Destaca-se neste processo a possibilidade de tratar a não-linearidade de uma forma matemática, pois estas estão somente caracterizadas por

efeitos elétricos do sistema lâmpada-sensor, sem a presença de sistemas mecânicos que adicionem não-linearidades expressivas e menos determinísticas como zonas mortas. O processo de luminosidade é mais aplicável à análise e projeto de controladores para sistemas lineares e não-lineares e controle adaptativo. A desvantagem do processo é a ausência de mecanismos de geração de perturbações de carga, não apresentar efeitos auditivos e poucos efeitos visuais.

Com estas experimentações, alcançou-se os objetivos principais desta dissertação, que era o de analisar os processos em escala de laboratório, avaliando-se requisitos e especificações didático-pedagógicas, considerando aspectos construtivos e de aplicabilidade em experimentos práticos aula.

Os resultados experimentais refletiram que importantes aspectos teóricos podem ser discutidos e analisados nestes processos em escala de laboratório os quais:

- a possibilidade de análise linear, através de métodos clássicos, como diagramas freqüenciais e lugar das raízes;
- análise e projeto de controladores sob pontos de funcionamento de sistemas não-lineares (linearização);
- aplicação de estratégias de controle modernas, reconhecidas nesta dissertação pelos algoritmos de controle fuzzy e adaptativo como o VSS;
- reconhecimento de dinâmicas adversas a sistemas de controle;
- tratamento de aspectos não-lineares como zonas mortas, off-set e turbulências;
- influências adversas do ambiente como perturbação de controle: correntes de ar, temperatura ambiente, e luminosidade.

Dentre os aspectos construtivos de cada processo destacou-se:

- o baixo custo;

- a presença de efeitos visuais e auditivos; estes não tão expressivos no processo de luminosidade;
- fácil manuseio e manutenção;
- equipamentos de escalas reduzidas compatíveis com atividades de laboratório.

Os resultados foram positivos, pois os processos, satisfizeram a grande parte dos requisitos de projeto e implementação destes sistemas. O ideal, seria alcançar todos os requisitos, mas o baixo custo necessário não seria conseguido. Neste sentido, há de se ponderar entre sofisticação para obedecer todos os requisitos, sem perder a qualidade e a possibilidade destes processos, em refletir aspectos teóricos ensinados em sala de aula nas disciplinas de controle de processos.

A seguir apresentam-se como sugestões de trabalhos futuros:

- avaliar outras especificações de projeto para a implementação nos processos em escala de laboratório em projetos futuros;
- estudar e analisar hardware analógico e sensores dos processos em escala de laboratório para minimizar os problemas operacionais;
- analisar a adequação dos processos em escala de laboratório a outros tópicos relacionados a outras disciplinas de controle de processos, determinando a criação de aulas práticas para comprovação da teoria de sala de aula;
- obter o modelo matemático das equações diferenciais matemáticas que regem a dinâmica de cada processo., com base nas leis físicas;
- pesquisar a viabilidade de criação de laboratórios interativos, no sentido de motivar o aluno a aprender e desenvolver seu conhecimento. Estes mecanismos interativos podem ser desenvolvidos através da internet (laboratório virtual) e aplicativos em CD-ROM.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AL-AKHRAS; M.A. Aly, G.M. and Green R.J. "Neural Network Learning Approach of Intelligent Multimodel Controller", *IEE Proceedings - Control Theory Application*, vol. 143, nº 4, p. 395-400, julho 1997.
- AMENDOLA, C. H. F.; Ornellas, F.; Simas, H.; Bruciapaglia, A. H. e Coelho, A. A. R. "Análise da Engenharia de Controle em Laboratório via Plantas de Baixo Custo: Servo-válvula e Túnel de Vento", *XXV Congresso Brasileiro de Ensino em Engenharia*, Salvador, Bahia, vol. 1, p. 243-256, 1997.
- AMENDOLA, C. H. F.; Ornellas, F.; Simas, H.; Bruciapaglia, A. H. e Coelho, A. A. R. "Implementação de uma Servo-válvula e um Túnel de Vento para Análise Prática da Teoria de Controle em Laboratório", *XIV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, Bauru*, SP, 1997.
- ANTSAKLIS, P. J. "Intelligent Learning Control" *IEEE Control Systems*, vol 15 nº 3 p. 5-7, junho 1995.
- ASH; G. "*Les Capteurs en Instrumentation Industrielle*", Bordas, Paris, 1987.
- ÅSTRÖM, K. J. and Lundh "Lund Control Program Combines Theory with Hands-On Experience", *IEEE Control Systems*, vol nº p. 22-30, 1992.
- ÅSTRÖM, K. J. "A Response from Academia", *ACE* p. 7-12, 1991

- BARCZAK, C. L. "*Uma Introdução à Análise de Sistemas Lineares*", Edgard Blücher LTDA, São Paulo, 1977.
- BENNETT, S. "Development of the PID Controller" *IEEE Control Systems*, vol 13, nº 5, p. 58-65, Dezembro 1993.
- BERNSTEIN, D. S. "Control Experiments and What I Learned from them: A Personal Journey" , *IEEE Control Systems*, vol 18, nº 2, p. 81-88, Abril 1998.
- BISSEL, C. "A.A. Andronov and the Development of Soviet Control Engineering" *IEEE Control Systems*, vol 18 nº 1, p. 56-62, fevereiro 1998.
- BOJORGE, N. ; Julião, F. and Valdman, B. "Computer Aided Training in Bioprocess Simulation and Control", *Workshop on Control Education and Technology Transfer Issues*, p. 151-156, Curitiba, Brazil, 1995.
- BUSHNELL, L.G. "Historical and Fundamental Developments in Control Systems" *IEEE Control Systems*, vol 15, nº 3, p. 90-92, junho 1995.
- COELHO, L.S.; Almeida, O. M. F.; Simas, H. ; Coelho, A.A.R. " Intelligent and Self-Tuning PID Controllers: Methods and Applications" *XII Congresso Brasileiro de Automática*, Uberlândia , Minas Gerais, Setembro 1998.
- COELHO, A.A .R. "*Identificação e Controle Digital e Adaptativo*" notas de aula DAS-UFSC, 1997.
- DALLY, J. W.; Riley, W. F. and McConnell, K.G. " *Instrumentation for Engineering Measurements*" 2ª Ed., John Wiley & Sons, New York, 1993.
- ELGERD, O. I. "*Control Systems Theory*", McGraw-Hill Kogakusha LTDA, 1967.

- FERNANDES, J. M. "A Comparative Study of Control Schemes Using a Coupled Tanks Apparatus", *7º Congresso Brasileiro de Automática*, p. 720-725, São José dos Campos, Brazil, 1988.
- FERREIRA, P. A. V.; Mendes, R. S. ; Reis Filho, C. A. and Maltione, R. "A First Laboratory Course in Analysis and Design of Dynamic Systems", *Workshop on Control Education and Technology Transfer Issues*, p. 61-66, Curitiba, Brazil, 1995.
- FRANKLIN, G. F. and Powell, J. D. "Digital Control Laboratory Courses", *IEEE Control Systems Magazine*, p. 10-13, abril 1989.
- FRANKLIN, G. F. and Powell, J. D. "Digital Control at Stanford" *Automatic Control Conference*, p. 1146-1150, 1987.
- FURUTA, K. "VSS-Type Self-Tuning Control – $\beta$  Equivalent Control Approach" *Proc. of America Control Conference*, San Francisco, p. 980-984, junho 1993.
- FURUTA, K. "VSS Type Self-Tuning Control" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no 1, p. 37-44, fevereiro 1993
- GARCIA, C. "Modelagem e Simulação Processos Industriais e de Sistemas Eletromecânicos" Edusp, São Paulo, Brasil, 1997.
- GAYAKWAD, R. and Sokoloff, L. "Analog and Digital Control Systems", Rentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J. , 1988.
- GOMES, F. J.; Bruciapaglia, A. H., Simas, H. and Coelho, A. A. R. "Low Cost Laboratory Equipment for Analysis and Design of Dynamic Systems", *4<sup>th</sup> Symposium on Advances in Control Education*, Istanbul, Turkey, p. 125-130, 1997.

GREGA, W. and Maciejczyk A. "Digital Control of a Tank System", *IEEE Transactions on Education*, vol. 37, no 3, p. 271-276, agosto de 1994.

HREBABETZKY, F. "Filtros Eletrônicos", notas de aula, CERTI-UFSC, 1997.

JEN, Y. and Lee, C. "Robust Speed Control of a Pump-Controlled Motor", *IEE Proceedings-D*, vol. 139, nº 6, novembro 1992.

JOHANSSON, M. Gäfvert, M. and Åström, K. M. "Interactive Tools for Education in Automatic Control" *IEEE Control Systems*, vol 18, nº 3, p. 33-40, junho 1998.

JOHNSON, C. "Process Control Instrumentation Technology" 4ª Ed., Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1993.

KHEIR, N.A; Åström K.J. ; Auslander, D. ; Cheok, K.C. ; Franklin, G. F. Masten, M. and Rabins, M. "Control Systems Engineering Education", *Automatica*, vol 32, no 2, p. 147-166, 1996.

KOCIJAN, J.; O'Really and Leithead, W.E. "An Integrated Undergraduate Teaching Laboratory Approach to Multivariable Control", *IEEE Transaction on Education*, vol 40, nº 4, p. 266-272, novembro 1997.

KUO, B. "Sistemas de Controle Automático", Prentice-Hall do Brasil, R.J. 1982.

KWAKERNAAK, H. and Sivan, R. "Modern Signal and Systems" Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1991.

LUNDH, M. "A Package for Laboratory Experiments in Discrete Time Control" In proc IFAC Symposium on Advanced Control Education, Boston, p. 263-268, 1991.

MECKL, P. H. and Shoureshi, R. "Real-Time Microprocessor Control Laboratory" IFAC 93, vol. 9, p. 155-158, 1993.



- MILEK, J. J. "A Lecture Demonstration for a Course in Digital Control", *Proc. 13th IFAC World Congress, San Francisco*, p.13-18, 1996.
- MINDELL, D. A. "Engineers, Psychologists, and Administrators: Control Systems Research in Wartime, 1940-1945" *IEEE Control Systems*, vol 15, nº 4, p. 91-99, agosto 1995.
- OGATA, K. "*Engenharia de Controle Moderno*", Prentice-Hall do Brasil, 1993.
- OHYAMA, Y. ; Yamaura, Y. and Ikebe, J. "The Design of Visual Servo Controller for an Inverted Pendulum", *Proc. 13th IFAC World Congress, San Francisco*, p. 47-52, 1996.
- ORNELLAS, F.; Simas, H. e Coelho, A. A. R. "Desenvolvimento de um Processo Túnel de Vento para Aplicações Práticas em Controle", *IV Semana da Pesquisa da UFSC*, Fpolis, SC, 1996.
- OZKUL, T. "*Data Acquisition and Process Control Using Personal Computer*" Marcel Dekker, New York, 1996.
- PENFIELD, P. and Larson, R.C. "Education via Advanced Technologies" *IEEE Transactions on Education*, vol 39, nº 3, agosto 1996
- PERIN, A. : "*Circuitos PWM*", documento interno, INEP-UFSC, 1998.
- PERRIER, M.; Gendron , S. and Legault, N. "On the Choice of Control Algorithms for Time-Varying Processes", *78<sup>th</sup> Annual Meeting, Technical Section, CPPA*, p. 249-255, 1992.
- PICCOLI, L.; Ávila, R. B.; Gomes, F. J.; Bruciapaglia, A. H., Simas, H. and Coelho, A. A. R. "Implementation of an Education Floor Level Network using

- Microcontrolled Nodes", 4<sup>th</sup> *Symposium on Advances in Control Education*", Istanbul, Turkey, p. 369-374, 1997.
- RAVIRAJ, V. S. C. and Sem, P. C. "Comparative Study nos Proportional-Integral Sliding Mode, and Fuzzy Logic Controllers for Power Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, nº 2, p. 518-524, março abril 1997.
- RAYCHAUDHURY, T. Hamey, L.G.C. and Bell, R.D. " From Conventional Control to Autonomous Intelligent Methods" *IEEE Control Systems*, vol 16 nº 5 p. 78-84, outubro 1996.
- SANTOS, J.E.S.; Simas, H. and Coelho, A.A.R. "Comparison of Adaptive Predictive Controllers in a Nonlinear Plant", *Proceeding of the IEEE International Conference on Control Applications*, Trieste, Itália, vol 2, p. 1353-1357, setembro 1998
- SANTOS, J.E.S. "Critérios de Desempenho e Aspectos de Robustez na Síntese de Controladores Preditivos Adaptativos" Dissertação de Mestrado, UFSC 1998.
- SCHMIDTBAUER, B. "A New First Course in Analogic and Digital Control," *PreIFAC*, p. 161-165, 1990.
- SHOURESHI, R. and Meckl, P. H. "Control Education in the Era of Microprocessors" *Automatic Control Conference*, p. 455-459, 1992. Pre Prints 11<sup>th</sup> IFAC World CongressTallinn, Estônia, vol. 12, p.161-165, 1990.
- SHOURESHI, R. "A Course on Microprocessor-Based Control Systems", *IEEE Control Systems*, p. 39-42, junho 1992.
- SILVA, A. C.; Luiz, C. C.; Coelho, L. S.; Simas, H. e Coelho, A. A. R. "Ambiente Computacional Integrado de Ensino para Supervisão, Identificação e Controle de

- Processos”, *XXV Congresso Brasileiro de Ensino em Engenharia*, Salvador, Bahia, vol. 1, p. 328-341, 1997.
- SILVA, A. C.; Simas, H.; Luis, C. C. e Coelho, A. A. R. “Aplicação de um Controlador Fuzzy a um Processo Piloto de Nível”, *IV Semana da Pesquisa da UFSC*, Fpolis, SC, 1996.
- SIMAS, H.; Bruciapaglia, A. H. e Coelho, A. A. R. “Experiments and Design Issues in Digital Control Using Three Low-Cost Laboratory Models”, *Proceedings of Controlo 98*, Coimbra, vol. 1, p. 339-344, setembro 1998.
- SIMAS, H.; Bruciapaglia, A. H. e Coelho, A. A. R. “Um Primeiro Curso de Laboratório em Engenharia com Aplicação na Área de Controle de Processos”, *XXV Congresso Brasileiro de Ensino em Engenharia*, Salvador Bahia, vol. 1, p. 213-226, 1997.
- SIMAS H., Bruciapaglia, A. H. e Coelho, A. A. R., “Ensino de Engenharia de Controle com Modelos de Laboratório de Baixo Custo”, *XII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica*, Temuco, Chile, vol. II, p. 832-837, 1997.
- SIMAS H. e Coelho, A. A. R., “Projeto Experimental do Controle Preditivo versus Fuzzy”, *XII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica*, Temuco, Chile, vol. II, p. 473-478, 1997.
- SIMAS, H. e Coelho, A. A. R. “Análise Experimental do Processo “Fan-and-Plate”: Um Estudo de Caso de Controle Robusto versus Adaptativo”, *XIV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica*, Bauru, SP, 1997.
- SIMAS, H.; Bruciapaglia, A. H. and Coelho, A.A.R. “ Digital Control Using Low-Cost Laboratory Models”, *International Conference on Engineering Education*, Rio de Janeiro, 1998.

STEINER, C. J., "Educating for Innovation and Management: The Engineerings' Dilemma" *IEEE Transaction on Education* , vol 41, nº 1, p. 1-7, fevereiro 1998.

SURGENOR, B. W. and Pieper J. K. "A Hardware-Software Approach to Teaching of Classical Automatic Control Theory", *ACE* p. 106-111.

THOMPSON, L. M. " *Electronic Controllers*" Instrument Society of America, North Carolina, 1989.

TOCCI, R. J. " *Digital Systems: Principles and Applications*" , Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1991.

TSAI, M. C. ;Chou C. C. and Hsieh, M.F. "Development of a Real-Time Servo Control Test Bench", *IEEE Transaction on Education* , vol 40, nº 4, p. 242-252, novembro 1997.

TZOU, Y. "DSP-Based Robust Control of an AC Induction Servo Drive for Motion Control", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol 4, nº 6, p. 614-626. 1996.

UTKIN, V. " *Sliding Modes in Control Optimization*" Springer-Verlag, New York, 1992.

VERDE, C. ; Ramos, J. and Barrera, R. "Experiments for Analysis and Design of robust Controllers: The Inverted Pendulum Case" *Proc. 13<sup>th</sup> IFAC World Congress, San Francisco*, p. 53-58, 1996.

WITTENMARK, B. , Haglund, H. and Johansson, M. "Dynamic Pictures and Interactive Learning" *IEEE Control Systems*, vol 18, nº 3, p. 26-32, junho 1998.

WELLSTEAD, P. E. "Teaching Control in Laboratory Scale Models", *IEEE Transactions on Education*, vol. 33, nº 3, agosto 1990.

WILBANKS, W. G. "50 Years of Progress in Measuring and Controlling Industrial Processes", *IEEE Control Systems*, vol 16, nº 1, p. 62-66, fevereiro 1996.

YURKOVICH, S. and Passino, K. M. "An Intelligent Control Laboratory Course", *Proc. 13<sup>th</sup> IFAC World Congress, San Francisco*, p. 83-88, 1996.

ZADEH, L. "Fuzzy Sets and Their Applications to Cognitive and Decision Processes" Academic Press, New York, 1975.

ZILOUCHIAN, A. "Development of a Real-Time Digital Computer Control Laboratory" *Automatic Control Conference*, p. 473-474, 1992.